

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«Харьковский политехнический институт»

В. Б. Клепиков

**Динамика
электро механических систем
с нелинейным трением**

Монография

Харьков
Підручник НТУ «ХПІ»
2014

УДК 62-83(075.8)
ББК 31.291я73
К48

Рецензенты:

А. С. Бешта, член-корреспондент НАН Украины, д.т.н., профессор,
проректор по научной работе, заведующий кафедрой электропривода
Национального горного университета (Днепропетровск);

О. К. Морачковский, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой
теоретической механики Национального технического университета
«Харьковский политехнический институт»

Издается по решению Ученого совета Национального технического
университета «Харьковский политехнический институт»
(протокол № от)

Викладені основи теорії динаміки електромеханічних систем (ЕМС), машин і механізмів, у яких при роботі виникають фрикційні коливання та автоколивання (АКФ). Введено поняття «від'ємне в'язке тертя» (ВВТ). Досліджені динамічні режими типових розімкнених та замкнених ЕМС з ВВТ, визначені умови виникнення АКФ. Указані принципи керування електроприводами з нелінійним фрикційним навантаженням та викладені методи синтезу ЕМС, що усувають АКФ. Надані практичні розробки приладів виявлення та усунення буксування, юзу і АКФ.

Клепиков В. Б.

К48 Динамика электромеханических систем с нелинейным трением :
монография / В. Б. Клепиков. – Х. : Изд-во «Підручник НТУ “ХПІ”»,
2014. – 408 с. – На рус. яз.

ISBN 978-617-687-029-6

Изложены основы теории динамики электромеханических систем (ЭМС), машин и механизмов, у которых при работе возникают фрикционные колебания и автоколебания (АКФ). Введено понятие «отрицательное вязкое трение» (ОВТ). Исследованы динамические режимы типовых разомкнутых и замкнутых ЭМС с ОВТ, определены условия возникновения АКФ. Указаны принципы управления электроприводами с нелинейной фрикционной нагрузкой и изложены методы синтеза ЭМС, устраняющих АКФ. Представлены практические разработки устройств обнаружения и устранения буксования, юза и АКФ.

УДК 62-83(075.8)
ББК 31.291я73

ISBN 978-617-687-029-6

© Клепиков В. Б., 2014
© Изд-во «Підручник НТУ “ХПІ”», 2014

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	7
Условные обозначения	9
Сокращенные обозначения	10
Введение.....	11

Глава 1

Характеристики трения. Явление фрикционных автоколебаний

1.1. Виды характеристик трения. Понятие «отрицательное вязкое трение»	16
1.2. Фрикционные автоколебания в механических системах	22
1.3. Фрикционные колебания в электроприводах машин и механизмов	29

Глава 2

Математическое моделирование электромеханических систем. Типовые звенья

2.1. Динамический, установившийся и статический режимы электропривода	37
2.2. Математическая модель электромеханической системы. Выбор формы ее представления	41
2.3. Характеристика трения.....	45
2.4. Передаточные функции звеньев электромеханической системы	49
2.5. Построение математической модели в структурной форме. Формула Мэзона.....	69
2.6. Представление математических моделей в обобщенных безразмерных параметрах	74
2.7. Типовые звенья электромеханических систем и их динамические характеристики	82

Глава 3

Динамические свойства одномассовой электромеханической системы с нелинейным трением

3.1. Математическая модель системы с нагрузкой типа «пара трения»	92
3.2. Области динамических режимов	96
3.3. Понятие функции диссипации. Условие существования автоколебательного режима.....	99
3.4. Условия существования фрикционных автоколебаний в электроприводе с синхронным электродвигателем.....	104

Глава 4

Динамические режимы двухмассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением. Методика определения существования фрикционных автоколебаний

4.1. Соотношения для определения границ устойчивости	109
4.2. Теоремы устойчивости двухмассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением	116
4.3. Формы границ устойчивости. Методика определения существования фрикционных автоколебаний	122
4.4. Частотные характеристики электромеханических систем с отрицательным вязким трением	126
4.5. Особенности динамики системы с кинематическим зазором	133

Глава 5

Влияние внешних обратных связей на динамические свойства электромеханических систем с отрицательным вязким трением

5.1. Обобщенная структурная схема двухмассовой системы с общим сумматором.....	139
5.2. Влияние внешних обратных связей на характеристический полином.....	140
5.3. Влияние типовых обратных связей на динамическую устойчивость двухмассовой ЭМС с ОВТ.....	147
5.4. Динамическая устойчивость ЭМС с ОВТ при подчиненном регулировании координат	153

Глава 6

Управление электромеханическими системами с нелинейным трением. Интеллектуальные методы

6.1. Принципы управления при нормальном и аномальном режимах скольжения	160
6.2. Фаззирегулирование	164
6.3. Влияние фаззи-данных и правил на выходные характеристики фаззи-регулятора.....	174
6.4. Нейронные сети. Метод генетических алгоритмов синтеза нейронной сети.....	181
6.5. Гибридные нейронные сети	192

Глава 7

Синтез электромеханических систем с отрицательным вязким трением

7.1. Корневой метод синтеза	199
7.2. Выбор желаемого полинома	201
7.3. Методика синтеза электромеханической системы с заданными динамическими показателями	208
7.4. Особенности синтеза на основе стандартных полиномов	213
7.5. Синтез систем с нейронными сетями	216
7.5.1. Синтез с нейронной сетью типа «персептрон»	217
7.5.2. Синтез систем с гибридными нейронными сетями	224
7.6. Квазинейрорегулирование. Синтез электромеханической системы с квазинейрорегулятором	231

Глава 8

Явление усиления упругих колебаний нелинейностью трения

8.1 История вопроса	241
8.2 Описание экспериментальной установки, методика и результаты эксперимента	242
8.3 Физическая сущность явления	248
8.4 Компьютерное моделирование явления	253
8.5 К причине поломок осей колесных пар рудничных электровозов	259

Глава 9

Срывные фрикционные автоколебания (stick slip)

9.1. Физические основы явления срывных АКФ	263
9.2. Характеристика трения при медленных скольжениях и ее компьютерная модель	270
9.3. Оценка влияния параметров разомкнутой электромеханической системы	277
9.4. Электромеханические системы с типовыми внешними обратными связями	284
9.5. Динамика электромеханической системы с нейрорегулятором	290
9.6. Релейное управление электроприводом при медленных перемещениях	295

Глава 10

Динамические процессы в электромеханических системах с нелинейным трением. Формы фрикционных автоколебаний

10.1. Физический анализ динамических процессов в одномассовой электромеханической системе с нелинейной фрикционной нагрузкой	298
10.2. Динамические процессы в двухмассовой ЭМС с нелинейной фрикционной нагрузкой.....	309
10.3. Формы фрикционных автоколебаний.....	315
10.4. Особенности нестационарных процессов в электроприводах с электромагнитной фрикционной муфтой. Явление «подвозбуждения» упругих колебаний.....	338

Глава 11

Экспериментальные исследования и прикладные разработки

11.1. Исследование на испытательном стенде ВФ ГУА	346
11.2. Фрикционные автоколебания в электроприводе механизма передвижения подъемного крана	357
11.3. Электропривод сканера с электромагнитной фрикционной муфтой	364
11.4. Разработка датчиков фрикционных автоколебаний, буксования и юза...	367
11.5. Подавление вибраций в вальцешлифовальных станках	373
11.6. Устройство предотвращения буксования валков прокатного стана	377
11.7. Оптимизация разгона рудничного электровоза методами теории планирования эксперимента с нелинейным преобразованием метрики факторного пространства.....	385
Заключение	394
Список литературы	398

ПРЕДИСЛОВИЕ

К написанию данной книги меня побудили следующие обстоятельства.

Во-первых, подавляющее большинство учебной и технической литературы, в которых рассматриваются вопросы динамики электроприводов, даёт описание процессов и расчетные соотношения, исходя из неизменности момента сопротивления нагрузки $M_c(\omega) = \text{const}$ в пределах однонаправленности движения.

Такой подход, являясь ограничительным с точки зрения теории, с практической стороны не позволял корректно описывать динамику электроприводов широкого класса машин и механизмов с нелинейным трением, у которых в режимах проскальзывания (буксования, юза) возникают фрикционные автоколебания.

Во-вторых, широкое использование матричных методов и типовых компьютерных программ зачастую уводит в сторону от восприятия физической сущности процессов, происходящих в электромеханической системе, как в каждом звене, так и в системе в целом. Между тем понимание физики процесса исключительно важно для организации грамотного управления им и для эффективной эксплуатации электропривода.

В книге использовались физически легко воспринимаемые формы представления математических моделей, характеристики трения представлялись в виде, позволяющем аналитически оценить особенности динамического режима на каждом из характерных участков нелинейности, а также поведение системы с учётом нелинейности «в большом».

При таком подходе многие известные положения теории динамики электропривода представляются частным случаем рассматриваемых задач.

В-третьих, после защиты в 1989 г. докторской диссертации «Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением», связанной с явлением фрикционных автоколебаний в машинах и механизмах, источником механической энергии в которых является электропривод, лишь не столь давно удалось прояснить некоторые неувязки теории и известных из литературы экспериментальных данных, решить проблемы синтеза (в том числе с применением нейронных сетей, фаззи-логики и ге-

нетических алгоритмов), изучить поведение электромеханических систем при «срывных» фрикционных автоколебаниях (в зарубежной литературе явление «stick-slip»).

При определении формы и стиля монографии автору хотелось, чтобы кроме научно-технических знаний по теме работы, она могла бы быть полезна для молодых людей, ищущих точки приложения своих сил в науке. В этом отношении мне представилось целесообразным описать и истории возникновения некоторых идей. Эти истории подтверждают, что целенаправленная творческая работа, идущая от конкретной практической задачи, непременно, иногда неожиданно, приводит к новым идеям для изучения, которые могут стать темой самостоятельного направления научной работы.

Основная часть материала книги базируется на результатах исследований, проведенных автором лично либо под его руководством.

Считаю своим долгом высказать признательность ныне ушедшим из жизни ученым-механикам Харьковского политехнического института профессорам С.М. Куценко, С.И. Богомолу, А.В. Дабагяну, Л.И. Штейнвольфу и Е.Г. Голоскову за оказанную в свое время поддержку решения о целесообразности проведения исследований по динамике машин и механизмов при фрикционных автоколебаниях с учетом особенностей такого источника механической энергии как электропривод.

Выражаю благодарность Ю.Н. Кутовому, А.В. Осичеву, А.Н. Чернову, Т.Б. Луцковой, С.Г. Буряковскому, С.В. Погорелову, П.М. Касторному, активно работавшим со мной на начальном этапе исследований, С.А. Сергееву, К.В. Махотило, И.В. Обручу, участвовавшим в исследованиях по применению нейронных сетей для управления ЭМС с ОВТ, а также А.В. Клепикову, совместно с которым проводились экспериментальные исследования на лабораторной установке Магдебургского университета в 1999 г.

Большая благодарность профессору Долбне В.Т. за ценные замечания и советы и профессору Магдебургского университета Ф. Палису за содействие и поддержку при написании монографии и подготовке ее к изданию.

Глубоко признателен Ученому совету Московского энергетического института, оценившему в 1989 г. диссертационную работу «Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением» как новый раздел теории электропривода, и тем побудившему меня продолжить исследования по данному направлению на протяжении дальнейшей научной деятельности.

Автор будет признателен за все замечания и пожелания, возникшие у читателя при прочтении данной книги.

Условные обозначения

P – сила нормального давления

f – коэффициент трения

$v_{\text{ск}}$ – линейная скорость проскальзывания поверхностей в паре трения

$\omega_{\text{ск}}$ – угловая скорость электродвигателя, соответствующая $v_{\text{ск}}$

$M_{\text{с}}(\omega_{\text{ск}})$ – момент сопротивления нагрузки трения

$\beta_{\text{с}} = dM_{\text{с}} / d\omega_{\text{ск}}$ – жесткость падающего участка нелинейной нагрузки трения

$F_{\text{с}}$ – сила трения

$F_{\text{п}}$ – сила трения покоя

$F_{\text{к}}$ – кинетическая сила трения в момент начала проскальзывания

Ψ_0 – потенциальный (максимальный) коэффициент сцепления

$x(t)$ – координата электропривода

M – момент, развиваемый электродвигателем

J – момент инерции

$W(p)$ – передаточная функция

γ_i – нули передаточной функции

λ_i, p_i – полюсы передаточной функции

c_{ij} – жесткость упругой связи

$\beta_{\text{вт}}$ – коэффициент внутреннего вязкого трения упругой кинематической связи

M_{ij} – момент упругой кинематической связи

ω – угловая скорость

φ – угол поворота вала

δ_3 – значение зазора кинематической связи

$T_3 = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$ – постоянная времени якорной цепи электродвигателя

$\beta = \left| \frac{dM}{d\omega} \right|$ – жесткость механической характеристики

$K_{\text{д}} = \frac{M_{\text{у}}}{M_{\text{с}}}$ – коэффициент динамичности – отношение максимального упругого момента к статическому

Сокращенные обозначения

ЭМС – электромеханическая система
ЭП – электропривод
ОВТ – отрицательное вязкое трение
МХ – механическая характеристика
ПФ – передаточная функция
ХП – характеристический полином
ЭД – электродвигатель
ЭМС с ОВТ (ЭМС ОВТ) – электромеханическая система
с отрицательным вязким трением
ОС – обратная связь
ДПТ НВ – двигатель постоянного тока с независимым возбуждением
АД – асинхронный двигатель
СД – синхронный двигатель
НС – нейронная сеть
ГА – генетический алгоритм
ФР – фаззи-регулятор
ММ – математическая модель
САР – система автоматического регулирования
ГНС – гибридная нейронная сеть
НК – нейроконтроллер
РЭВ – рудничный электровоз
СПР – система подчиненного регулирования
РТ – рабочая точка
ТСР – точка статического равновесия
ХТ – характеристика трения
ДМХ – динамическая механическая характеристика

ВВЕДЕНИЕ

Прежде всего, следует отметить, что часть заглавия «с *нелинейным трением*» носит не ограничительный, а расширительный характер. Многие положения классической теории динамики электромеханических систем, изложенные в учебниках по теории электропривода, представляются частными случаями теоретических положений, представленными в данной монографии. Это объясняется тем, что в данной работе снято ограничение о независимости момента сопротивления нагрузки от скорости. При этом допускается возможность наличия в механической характеристике «падающего» участка, на котором увеличение скорости скольжения сопровождается снижением силы трения.

Динамика электроприводов машин и механизмов определяет важнейшие технико-экономические показатели их работы: производительность, надежность, качество технологического процесса, влияя, таким образом, на эффективность производства в целом.

Динамические процессы сопровождаются изменением во времени величин, характеризующих состояние электропривода, таких как скорость, движущий момент, упругие моменты в кинематических звеньях и другие.

Динамический режим работы электропривода определяется не только его параметрами и характером изменения управляющего воздействия, но и параметрами рабочего органа и нагрузки. Электропривод, по определению [61, 73, 84], состоит из силового, преобразовательного, электродвигательного, управляющего устройств и передаточного механизма, но не включает в себя рабочий орган (исполнительный механизм) и нагрузку. Однако параметры и характеристики последних могут существенно влиять на динамический процесс. Поэтому более уместно говорить о динамике всей *электромеханической системы*, в которую входят как электропривод, так и рабочий орган с нагрузкой.

Для многих электроприводов машин и механизмов нагрузкой является трение. Обычно при изучении динамики электроприводов момент сопротивления нагрузки принимается неизменным, что, в частности, соответствует характеристике сухого трения в пределах движения в одном направлении. Между тем характеристики трения, в зависимости от условий скольжения, могут быть различны, в том числе нелинейными, и служить первопричиной возникновения так называемых фрикционных колебаний. Эти колебания могут носить автоколебательный характер и в этом случае называются «фрикционными автоколебаниями» (АКФ). Фрикционные автоколебания могут иметь различные формы, но общим для них является обычно негативное влияние на технико-экономические показа-

тели технологического процесса: ухудшение точности позиционирования, чистоты обработки материала, условий труда, снижение производительности, увеличение потерь, повышение динамических нагрузок и даже поломки кинематических звеньев [86].

Класс машин и механизмов, у которых в нормальных или аномальных режимах проскальзывания проявляются фрикционные колебания, весьма широк. К машинам с нормальным скольжением (т. е. необходимым для осуществления технологического процесса) относятся металло-режущие, шлифовальные станки, волочильные машины, толкатели коксовых печей и др. Аномальное (избыточное) проскальзывание имеет место при буксовании и юзе колес в электровозах, в механизмах передвижения кранов, валков в прокатных станах и др.

Описанные во многих источниках отечественной и зарубежной литературы колебания при проскальзывании рассматривались как фрикционные автоколебания (АКФ), возникающие из-за нелинейности характеристики трения в системе, содержащей упругое механическое звено.

Отмечались две разновидности АКФ:

1. Автоколебания, вызванные различием коэффициента трения покоя и начала проскальзывания [39, 40, 41, 62], названные в [24] фрикционными автоколебаниями 1-го рода или срывными. В зарубежной литературе они получили название «stick-slip» (прилипание – скольжение) [90, 91, 95].

2. Автоколебания, порожденные динамической неустойчивостью (расходящимся характером переходного процесса) механической системы при нахождении рабочей точки на «падающем» участке характеристики трения [33, 46, 83, 87]. Подобные автоколебания условно названы АКФ 2-го рода.

Под падающим понимается участок, на котором увеличение скорости проскальзывания сопровождается снижением коэффициента трения. Для характеристики свойств данного участка по аналогии с введенным в [37, 104] понятием *отрицательное динамическое электрическое сопротивление* автором было введено понятие *отрицательное вязкое трение* (ОВТ) [46].

Как оказалось, этими разновидностями АКФ разнообразие установившихся упругих колебаний в электроприводах машин и механизмов при проскальзывании не исчерпываются. В 1999 году при проведении эксперимента в Магдебургском университете автору удалось обнаружить явление усиления колебаний при проскальзывании в электромеханической системе вследствие нелинейности трения, которые по амплитуде в 3,5–4 раза превосходили амплитуду АКФ 2-го рода [58, 101].

До начала 1985 года в технической литературе встречались лишь единичные попытки использования управления средствами автоматизи-

рованного электропривода для устранения фрикционных автоколебаний. В вышедшей в 1991 г. книге Б. Армстронга-Хелуври – «Control of machines with friction» [90] эта задача рассматривается лишь для АКФ вида «stick-slip» применительно к роботам и манипуляторам.

Исследования и разработки, выполненные, начиная с 1979 года, на кафедре «Автоматизированные электромеханические системы» Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» в рамках направления «Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением», позволили расширить представления об особенностях движения данных систем, найти и рекомендовать пути и способы управления электроприводами машин и механизмов с нелинейным трением.

Явление АКФ исследовалось в основном физиками и механиками, которые устанавливали и объясняли природу данных автоколебаний в различных механических системах обычно при условии постоянства движущего момента (силы) либо скорости. Между тем, электропривод, как источник механической энергии, обладает специфическими свойствами и в электромеханической системе в одних случаях может обусловить появление АКФ (когда в механической их не должно быть), в других – устранить, когда в механической они должны были бы существовать.

При изложении материала автор руководствовался положением, высказанным в книге «Основы теории колебаний» под редакцией академика В.В. Мигулина «... для физиков и специалистов технических направлений теория колебаний – это не совокупность методов анализа и расчета, а изучение закономерностей протекающих процессов в реальных системах с использованием в каждом случае наиболее адекватных методов рассмотрения» [70].

Возможность использования книги в учебных целях определила методологические особенности её построения: уделение бóльшего внимания физической сущности процессов, подкрепление выводов аналитическими доказательствами, выбор структурной формы математических моделей ЭМС и методики их построения. Линеаризация характерных участков нелинейности коэффициента трения позволила обеспечить общность аналитических соотношений, а также определить влияние каждого из участков и характеризующих его параметров на динамический процесс.

При выборе метода построения математических моделей электромеханических систем была принята структурная форма, как обеспечивающая наглядность и простоту создания, удобство получения передаточных функций системы топологическим методом и достаточно обеспеченная средствами компьютерного моделирования.

С целью получения большей общности результатов в монографии использовались обобщённые безразмерные параметры, имеющие ясный физический смысл и позволяющие сократить число параметров, однозначно определяющих характер динамического режима.

Чтобы не отсылать читателя к дополнительным источникам, во второй главе введены подразделы по динамическим свойствам типовых звеньев электромеханических систем. Построению ЭМС с интеллектуальным управлением предшествует краткое описание сущности и принципов функционирования систем фаззи-логики, нейронных сетей и метода генетических алгоритмов.

При принятом подходе к построению книги, ее материал может быть полезен и для специалистов-механиков, создающих и эксплуатирующих машины и механизмы, у которых в нормальных либо аномальных режимах имеют место явления проскальзывания, буксования, юза. Явления фрикционных автоколебаний, усиления колебаний нелинейностью трения следует учитывать при проектировании машин и механизмов и определении технических условий на создание систем автоматизированного электропривода.

Монография завершается материалом по экспериментальным исследованиям и прикладным разработкам.

Глава 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЕНИЯ. ЯВЛЕНИЕ ФРИКЦИОННЫХ АВТОКОЛЕБАНИЙ

Интерес автора к динамике электромеханических систем с нелинейным трением возник в 1977 году, когда в Харьковском политехническом институте были начаты работы по созданию системы защиты от буксования (юза) колес рудничных электровозов в связи с разработкой электропривода с полупроводниковым широтно-импульсным преобразователем. Основной трудностью стало отсутствие датчика буксования, так как обнаружение этого явления по разности скорости движения электровоза и линейной скорости на ободу его колеса, либо по возрастанию ускорения тягового электродвигателя, не обеспечивалось в то время простой и надежной технической реализацией.

Внимание автора привлекла статья Ренгевича А.А., Шахтаря П.С. «Причины поломок осей рудничных электровозов» [76], в которой сообщалось о выходе из строя на шахтах Донбасса за относительно короткий период около 150 рудничных электровозов из-за поломок осей колесных пар. Завод-производитель четырежды увеличивал диаметр осей с 90 мм до 135 мм, выполнив в последнем случае их из легированной стали, однако это не предотвратило поломок. Исследования показали, что причиной поломок были упругие автоколебания, возникающие в осях при буксовании колес. В данных режимах были зафиксированы амплитуды колебаний упругого момента в 16–20 раз превышающие статическую нагрузку. В свою очередь, это оказалось следствием установления в новой конструкции электровоза зубчатого колеса в середине оси, в результате чего фрикционные автоколебания (АКФ), возникающие при буксовании из-за нелинейности характеристики трения, сопровождались резонансным явлением.

Устранение поломок было достигнуто смещением зубчатого колеса с середины оси. Это натолкнуло автора на мысль о возможности обнаружения факта буксования по отфильтрованным из кривой тока двигателя колебаниям, частота которых равна частоте, хотя и ослабленным, но имеющим место и передающихся на вал двигателя фрикционных автоколебаний.

Расчет параметров фрикционных автоколебаний с помощью используемых механиками асимптотических методов нелинейной механики [9, 34, 87] оказался весьма громоздким и трудоемким.

В связи с этим возникло решение проводить исследования электромеханической системы, сохранив нелинейность в «большом», но линеаризовав характерные участки зависимости коэффициента трения от скорости скольжения. Такой подход способствовал получению аналитических соотношений и уяснению физической сущности динамического процесса во время перемещения рабочей точки по каждому из участков характеристики трения.

Дальнейшее изучение технической литературы показало, что класс машин и механизмов, в которых проявляется нелинейность трения, имеют место фрикционные автоколебания, и в которых источником механической энергии является электропривод – весьма широк. Это побудило к более глубокому исследованию динамики электромеханических систем с нелинейным трением.

1.1. Виды характеристик трения.

Понятие «отрицательное вязкое трение»

Трение – это явление взаимодействия находящихся в контакте тел (*пары трения*), при котором создаётся сила, препятствующая проскальзыванию поверхностей соприкосновения.

Хотя идёт 3-е тысячелетие новой эры, когда достижения науки позволяют человеку управлять энергией атомного ядра и на генетическом уровне процессами в биологической клетке, трение, используемое человеком с первобытных времён, остаётся во многом непознанным явлением. Это объясняется сложностью данного явления, поскольку при трении одновременно происходят механические, электрические, тепловые, вибрационные и химические процессы. Его изучали Леонардо да Винчи, М.В. Ломоносов, Ш. Кулон, Л. Эйлер, Д.И. Менделеев, Д. Рэлей, Н.Е. Жуковский и другие.

В технической литературе внимание к проблемам трения исключительно велико (количество публикаций только в англоязычной литературе с 1990 года доходило до 700 работ в год). Подавляющее число их было посвящено проблемам износа и смазки. Лишь некоторые работы рассматривали трение как аспект проблемы управления машиной.

Между тем известно, что при трении могут иметь место, так называемые фрикционные автоколебания, существенно влияющие на показатели технологического процесса.

Для управления движением машин и механизмов с электрическим приводом важно знать те характеристики трения, которые, выступая как нагрузка, влияют на показатели движения.

Одной из важнейших характеристик трения является зависимость силы трения F_c от скорости проскальзывания $v_{ск}$, называемая иногда кинематической характеристикой трения. В электроприводе зачастую удобнее пользоваться зависимостью момента силы трения M_c от угловой скорости проскальзывания $\omega_{ск}$, представляющих приведенные к валу электродвигателя величины F_c и $v_{ск}$. Сила трения зависит от коэффициента трения f (или для пары колесо-рельс от коэффициента сцепления Ψ) и определяется, как

$$F_c = P \cdot f, \quad (1.1)$$

где P – сила нормального давления.

Очевидно, при неизменном значении P характер изменения $F_c = f(v_{ск})$ такой же, как и зависимости $f = f(v_{ск})$, называемой *характери-*

ристикой трения. Ниже приведены наиболее употребительные в литературе по электроприводу характеристики трения.

На рис. 1.1, а представлена характеристика так называемого «сухого трения» (трение Кулона), при котором коэффициент трения не зависит от скорости скольжения в пределах одного её направления. Характеристика на рис. 1.1, б отображает тот факт, что коэффициент трения покоя f_{π} , больше f_k , при котором начинается скольжение. Эта характеристика учитывает также составляющую вязкого трения $f_{в.т.}$, пропорциональную скорости скольжения

$$f = f_k + f_{в.т.} = f_k + kv_{ск}. \quad (1.2)$$

Отметим встречающиеся также в литературе определения *трения покоя* как *статического трения*, а *трения Кулона* как *кинетического* или *динамического трения*.

Многообразие полученных различными исследователями характеристик трения значительно шире двух вышеуказанных.

Ниже представлены различные виды используемых при исследованиях характеристик трения (рис. 1.2, а–д), в том числе полученные экспериментальным путем (рис. 1.2, е–л).

В работах [33, 40, 41, 71, 85] приводится зависимость $F_c = f(v_{ск})$, для которой после появления проскальзывания характерно снижение силы трения по мере увеличения скорости $v_{ск}$ до определённого значения v_0 (так называемый «падающий участок») и последующие увеличение F_c при дальнейшем возрастании скорости скольжения (рис. 1.2, а). При этом отмечалось, что сила трения покоя F_{π} больше кинетической силы трения F_k , соответствующей режиму проскальзывания при $v_{ск} \rightarrow 0$ [39, 91].

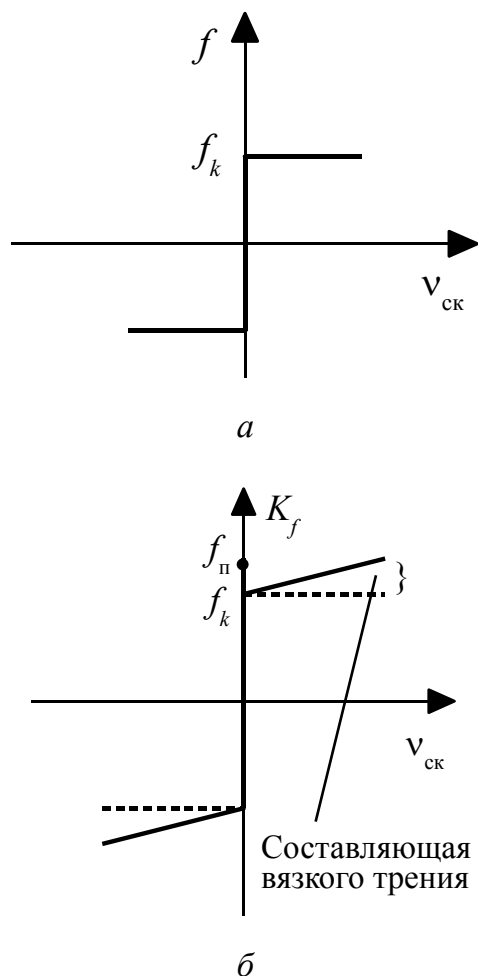


Рисунок 1.1 – Характеристика трения

Утверждается в [10, 24, 64], что величина F_{Π} зависит от времени покоя и после прекращения проскальзывания стремится к некоторому предельному значению $F_{\Pi\infty}$. На рис. 1.2, б показан закон изменения силы трения покоя после остановки, наблюдавшийся в чугунных направляющих станка, смазываемых индустриальным маслом [19].

Известная в триботехнике диаграмма Гарси-Штрибека [18, 19] имеет такой же характер (рис. 1.2, к), как и зависимость, представленная на рис. 1.2, а. Эта диаграмма отражает взаимосвязь $\Psi = f(\lambda_{\text{ск}})$, где $\lambda_{\text{ск}} = \mu v_{\text{ск}} / P$ и при фиксированных значениях коэффициента динамической вязкости смазочного масла μ и контактного давления P представляет собой характеристику трения в измененном масштабе.

В [71] отмечается, что кинетическая характеристика $\Psi = f(v_{\text{ск}})$ неоднозначна, т. е. для одних и тех же значений скорости проскальзывания значения Ψ при её увеличении и при уменьшении – различны (рис. 1.2, в). При этом восстановление коэффициента трения (сцепления) происходит по кривым, расположенным ниже ветви, соответствующей увеличению $v_{\text{ск}}$, т. е. зависимость $\Psi = f(v_{\text{ск}})$ имеет вид гистерезисных петель.

Для пары «колесо-рельс» в [71, 75] приводится характеристика сцепления вида (рис. 1.2, з). Особенность данной характеристики – наличие в зоне низких скоростей проскальзывания участка упругого скольжения ОА – соответствующего крутому возрастанию коэффициента сцепления. Коэффициент Ψ возрастает до так называемого «потенциального» значения Ψ_0 . В [71] предложено следующее описание данной характеристики:

- на участке ОА

$$\alpha = 0,28\Psi / \Psi_0 \quad \text{при} \quad \Psi / \Psi_0 \leq 0,5;$$

$$\alpha = \frac{0,155 + 0,196\Psi / \Psi_0}{3,5 + 3,36\Psi / \Psi_0} \quad \text{при} \quad 0,5 \leq \Psi / \Psi_0 \leq 1; \quad (1.3)$$

- на участке АВ

$$(v_0 < v_{\text{ск}} < 3 \text{ м/с}) \quad \Psi = \Psi_0 \frac{1}{1 + \chi_{\text{л}}(v_{\text{ск}} - v_0)}, \quad (1.4)$$

где $\chi_{\text{л}} = -d\Psi / \Psi_0 dv_{\text{ск}}$ – жёсткость характеристики сцепления.

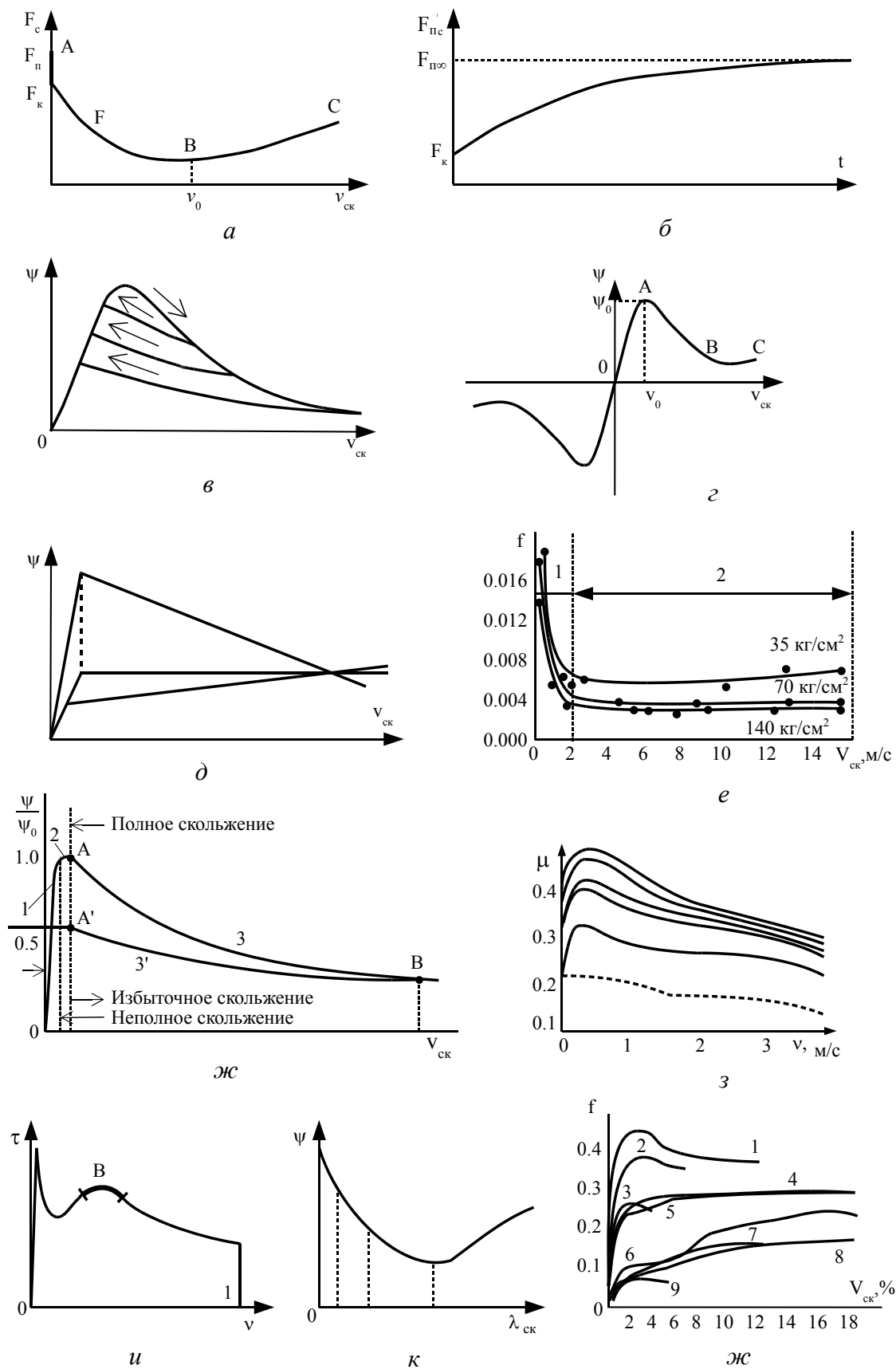


Рисунок 1.2 – Характеристики пары трения

Отношение текущего коэффициента сцепления к потенциальному в функции скорости избыточного скольжения называют *универсальной характеристикой сцепления*. Его достоинство заключается в том, что для данного типа локомотива в определённом диапазоне скоростей движения универсальная характеристика не зависит от условий сцепления колеса с рельсом. В работе [29] получена аппроксимационная зависимость универсальной характеристики сцепления, обеспечивающая по отношению к экспериментальной погрешность не более 5 %.

$$\frac{\psi}{\psi_0} = \frac{1,32\sqrt{v_{\text{СК}}}}{0,63 + v_{\text{СК}}\sqrt{v_{\text{СК}}}} - 0,0134v_{\text{СК}} + 0,00784v_{\text{СК}}^2. \quad (1.5)$$

М. Буато приводит характеристику сцепления при юзе колёс, вид которой представлен на рис. 1.2, *и*, для которой характерно наличие двух падающих участков [103].

Большой объём экспериментальных исследований по определению коэффициента сцепления на рудничных электровозах, проведенный проф. Ренгевичем А.А. [75], позволил утверждать, что $v_0 \approx 0,1$ м/с, а также предложить следующую зависимость для жёсткости универсальной характеристики сцепления

$$\chi_{\text{л}} = \frac{0,03\sqrt{10\Psi_0 - 0,7} - 0,016}{\Psi_0}. \quad (1.6)$$

Из выражения (1.6) следует, что при $\Psi_0 = 0,1$, $\chi_{\text{л}} > 0$, т. е. вместо падающего участка имеет место возрастающий (рис. 1.2, *д*).

Результаты основательных экспериментальных исследований зависимости коэффициента сцепления от относительного скольжения при различном состоянии пары «колесо-рельс» описаны в [62]. На рис. 1.2, *л* приведены кривые, указывающие, что наличие на рельсах угольной и породной пыли (кривые 1 и 2 соответственно) обеспечивают коэффициент сцепления даже больший, нежели при сухом чистом рельсе (кривая 3), при породной и угольной пыли толстым слоем (кривые 4 и 5) отсутствует падающий участок, а наличие на рельсе воды, жидкой угольно-породной смеси, обводненной угольно-породной смеси и моторного масла, соответственно, кривые 6, 7, 8, 9, снижая максимум коэффициента сцепления существенно увеличивают значение относительного критического скольжения.

Существуют и более сложные модели пары трения. Модель, предложенная в [88], учитывает влияние на коэффициент трения не только скорости проскальзывания, но и ускорения. В работе [66] модель учитывает изменение силы нормального давления, следовательно, и силы трения, в результате колебаний подъёмной силы смазочного слоя при изменениях скорости проскальзывания. Также двухмерная модель предложена в [102]. Она учитывает входное возмущение системы, зависящее от исходной шероховатости, нормальных деформации и скорости, а также переменную составляющую коэффициента трения в процессе автоколебаний.

При всём разнообразии видов характеристик трения обращает на себя внимание наличие в них «падающего участка», на котором увеличение скорости проскальзывания сопровождается снижением коэффициента трения. В классической литературе известно понятие «вязкого трения», характеризующее линейное возрастание силы трения с увеличением скорости [61, 70]:

$$\Delta F_{\text{тр}} = \alpha_{\text{в.т.}} \Delta v, \quad (1.7)$$

где $\alpha_{\text{в.т.}}$ – коэффициент вязкого трения.

На падающем участке приращение силы трения $\Delta F_{\text{тр}}$ при возрастании скорости на Δv имеет отрицательное значение, а, следовательно, и

$$\alpha_{\text{в.т.}} = \left(\frac{\Delta F_{\text{тр}}}{\Delta v} \right) < 0. \quad (1.8)$$

Аналогичное явление имеет место в вольтамперных характеристиках некоторых приборов: туннельных диодов, газоразрядных приборов, многосеточных электронных ламп, тиристоров, диодов Ганна и других. Их характеристики также содержат падающий участок, на котором увеличение тока сопровождается снижением напряжения. В сборнике статей [37], содержащем работы известных учёных-физиков – создателей полупроводниковых приборов Н.Голоньяка, А.Леблонда, Дж. Шокли, а также в [104] для характеристики данного участка используется понятие «*отрицательное динамическое сопротивление*»:

$$R_{\text{д}} = \frac{\Delta U}{\Delta I}. \quad (1.9)$$

Отрицательное динамическое сопротивление способно при определённых параметрах электрической цепи порождать в ней автоколебатель-

ные процессы, подобно тому, как это имеет место при фрикционных автоколебаниях в механических системах с нелинейным трением.

При приведении силы трения нагрузки к угловой скорости вала электродвигателя механическая характеристика нагрузки определяется зависимостью $M_c = f(\omega_{ск})$, где $\omega_{ск}$ – угловая приведенная скорость линейной скорости скольжения $v_{ск}$. При этом для падающего участка жёсткость этой характеристики

$$\beta_c = \frac{dM_c}{d\omega_{ск}} < 0, \quad (1.10)$$

определяет крутизну наклона характеристики и равна тангенсу угла наклона к оси скорости, характеризуя быстроту снижения момента сопротивления с увеличением скорости проскальзывания. При линеаризации характеристики проскальзывания

$$\Delta M_c = \beta_c \Delta \omega_{ск}, \quad (1.11)$$

то есть β_c представляет собой коэффициент вязкого трения с отрицательным знаком.

Вполне логично определить «падающий участок характеристики трения как участок *«отрицательного вязкого трения»* (ОВТ), и это понятие широко используется в настоящей книге, характеризуя класс электромеханических систем с отрицательным вязким трением (ЭМС с ОВТ).

1.2. Фрикционные автоколебания в механических системах

Сущность явления фрикционных автоколебаний заключается в возникновении незатухающих колебаний при проскальзывании друг относительно друга поверхностей пары трения. Примером может служить звук скрипки, скрип двери или тормозов автомобиля. Хотя первые работы, посвящённые описанию и объяснению природы фрикционных колебаний, принадлежат западным учёным: Рэлею (Rayleigh J.), Боудену (Bowden F.), Лебену (Leben L.), Папенхаузену (Papenhausen P.), широкое изучение данной проблемы началось раньше в Советском Союзе, где теоретическими аспектами явления занимались академики: Стрелков С.П., Ишлинский А.Ю., Целиков А.И., Кононенко В.О., Фролов К.В., профессора: Кайдановский Н.Л., Крагельский И.В., Хайкин С.Э., Толстой Д.М.,

Штейнвольф Л.И. и др., а прикладными – профессора: Иванченко Ф.К., Выдрин А.Н. – для прокатных станов и другого металлургического оборудования; Андриющенко В.А. – для следящих систем; Ефремов И.С., Лисунов В.Н., Филиппов Л.К. – для тягового электротранспорта; Ренгевич А.А., Шахтарь П.С. – для рудничного электротранспорта; Крюков Д.К. – для шаровых мельниц; Соколовский Г.Г., Борцов Ю.А. – для электроприводов антенн радиолокационных станций.

В литературных источниках отмечается многообразие форм фрикционных колебаний: релаксационные, нерелаксационные, одночастотные, многочастотные, «срывные» (stick-slip) колебания при низких скоростях проскальзывания и др.

Как правило, фрикционные автоколебания вызывают негативный эффект: снижение точности обработки и позиционирования, появление волнистости обрабатываемой поверхности и увеличение износа, увеличение потерь энергии, появление дискомфорта звука, вибрации. Особенно опасным является увеличение упругих моментов в кинематических звеньях машин, что может приводить к их поломке и авариям. Но иногда фрикционные автоколебания полезны. Например, в шаровых мельницах при автоколебательных режимах улучшается размол сырья и снижается потребление электроэнергии в $1,3 \div 1,5$ раза.

Можно выделить три основных направления трактовки природы АКФ.

Согласно первому направлению, которое основали Стрелков С.П. [79], Рэлей Д. [80], Кайдановский Н.Л. и Хайкин С.Э. [40, 41], и развили Ишлинский А.Ю. [39], Фролов К.В. [83], Иванченко Ф.К. [30–35], Крагельский И.В. [39, 64], Каудерер [42], Блок [92], Штейнвольф Л.И. [87] и др., первопричиной фрикционных автоколебаний являются особенности статических и кинетических характеристик пары трения (или и тех и других в совокупности).

Основателями второго направления являются Боуден Ф. и Лебен Л. [93]. Его развивали также Куртель Р., Хольм Р., Кирштейн Н. И., Кузнецов В.Д., Ахматов А.С. Согласно их гипотезе первопричина АКФ – прерывистость физико-механических процессов, протекающих на поверхностях взаимодействия. Эти процессы они представляют как образование и разрушение «мостиков сварки» на микроповерхностях пары трения. Данная гипотеза подвергалась критике, поскольку АКФ наблюдаются и в таких парах, которые по своей природе исключают сваривание (например, дерево-сталь). Блок [92], считал наличие точек сваривания не причиной, а следствием колебаний.

Третье направление, начало которому положил Кудинов В.А. [66], в определённой степени объединяет вышеуказанные и исходит из того, что первопричиной неустойчивости скольжения является внутренняя связь между нормальными и тангенциальными перемещениями упруго скрепленного элемента пары трения.

Настоящая работа основывается на теоретических предпосылках I-го направления. Они представляются автору более убедительными не только в силу углублённой теоретической проработки видными отечественными и зарубежными учёными, но и потому, что для широкого класса машин и механизмов с электроприводами экспериментальные исследования, в том числе в производственных условиях, подтверждают справедливость исходных характеристик пары трения и расчётных соотношений, базирующихся на данных посылаках [30–32, 34, 35, 70, 73, 75, 85, 86, 87]. В соответствии с данным подходом и производится в работе выбор вида характеристики трения при изучении АКФ того или иного рода.

Подавляющая часть работ по фрикционным автоколебаниям посвящена именно механическому АКФ, возникающим в системах с парой трения, содержащих упругую механическую связь.

В рамках принятого направления трактовки природы АКФ можно выделить два подхода. Первый предполагает, что АКФ возникает вследствие скачков силы трения при переходах от состояния покоя к проскальзыванию и наоборот [21, 24, 39, 40, 41, 62, 90, 94, 95]. Второй объясняет возникновение АКФ динамическими свойствами механической системы с упругостью и падающим характером зависимости силы трения от скорости проскальзывания [2, 30–32, 34, 43, 46, 74, 76, 79, 83, 87]. В такой системе могут создаваться условия, при которых динамический процесс становится расходящимся, а имеющиеся в ней нелинейности (в том числе характеристики трения) стабилизируют амплитуду колебаний.

Учитывая, что в учебной литературе по электроприводу явление фрикционных автоколебаний практически не рассматривалось, уясним его сущность на некоторых простейших примерах механических систем, в частности, на примере физической схемы, показанной на рис. 1.3, *а*. В данной схеме прикрепленный к жёстко заземлённой одним концом пружине ползун массой m опирается на плоскую поверхность, равномерно движущуюся со скоростью v .

Прежде всего, рассмотрим природу фрикционных автоколебаний с остановками, обусловленных скачками силы трения при начале скольжений (рис. 1.3, *а*). Их иногда называют «срывными» автоколебаниями

или АКФ I-го рода [24] (в зарубежной литературе «stick-slip») [90].

Пусть в начальный момент скольжение ползуна отсутствовало, и он увлекался движущейся поверхностью, растягивая пружину на величину Δx , и создавая силу $F_x = c\Delta x$. В определенный момент времени сила натяжения пружины достигнет силы трения покоя $F_{\text{п}}$ (см. характеристику трения на рис. 1.2, а), после чего ползун начинает скользить по поверхности в сторону, противоположную движению поверхности. Сила трения в этот момент скачком уменьшится до значения $F_{\text{к}}$. Начальное ускорение ползуна равно

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{F_{\text{п}} - F_{\text{к}}}{m}.$$

Вследствие упругости пружины движение ползуна после срыва в скольжение носит колебательный характер. Это значит, что если затухание колебаний не слишком велико, то через некоторое время после сжатия пружины ползун с ускорением начнёт двигаться в ту же сторону, что и поверхность. Когда скорость ползуна (dx/dt) станет равной v , скольжение прекратится, и сила трения скачком возрастет до $F_{\text{п}}$, в результате чего произойдет остановка ползуна относительно поверхности. После этого вновь начнется натяжение пружины и повторение процесса. Отметим, что если скорость движения поверхности достаточно велика, то при затухании колебаний ползуна его скорость (dx/dt) может не достигнуть значения v . В этом случае остановки, а, следовательно, и скачка силы трения не произойдет, и срывные автоколебания не возникнут. Аналитические соотношения, описывающие АКФ I-го рода, приведены в работах [24, 88, 90, 92]. В [39] учитывается влияние на срывные автоколебания изменения статического трения от времени контакта. Количественные соотношения для расчёта фрикционных автоколебаний с остановками с учётом влияния основных факторов: массы колеблющегося тела, жёсткости упругой связи, вязкого затухания силы трения от скорости скольжения и продолжительности остановок получены в [24]. В этой работе сделан вывод о том, что автоколебания I-го рода нельзя рассматривать, толь-

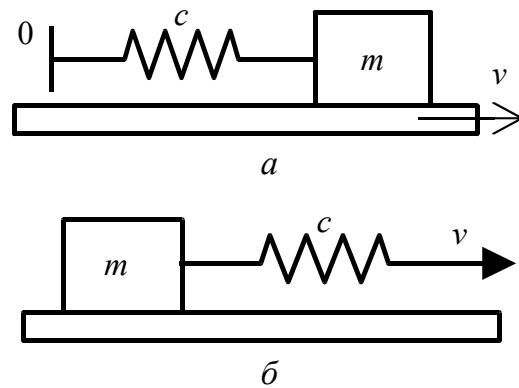


Рисунок 1.3 – Механические модели пары трения

ко учитывая падающую характеристику трения. Они обязаны своим происхождением превышению трения покоя над трением движения, хотя падающая характеристика и влияет на появление и характер автоколебаний I-го рода. В работе приведены выражения для определения «критической» – $v_{кр}$ скорости подачи, ниже которой срывные автоколебания неизбежны и выше которой – невозможны.

В технике весьма часто встречается аналог другой схемы, когда поверхность неподвижна, а ползун скользит по ней (рис. 1.3, б). Природа возникающих при этом срывных механических фрикционных автоколебаний такая же, как и рассмотренных ранее.

Срывные автоколебания характерны для относительно малых скоростей проскальзывания $v_{ск} = (10^{-6} \div 10^{-3})$ м/с и наблюдаются в механизмах подачи и установочных перемещений станков, в роботах и манипуляторах, и др.

Срывным фрикционным автоколебаниям присущ существенно негармонический (релаксационный) характер изменения скорости скользящей массы.

Второй разновидностью фрикционных автоколебаний являются автоколебания без остановок (нерелаксационные), характер которых близок к гармоническому. Условно – АКФ 2-го рода.

Природа механических фрикционных автоколебаний 2-го рода совершенно иная, нежели срывных АКФ. Применительно к физическим моделям, представленным на рис. 1.3, АКФ 2-го рода объясняются динамическими свойствами системы, которые она приобретает, если скорость проскальзывания $v_{ск}$ соответствует падающему участку характеристики трения. Динамика подобной системы на этом участке при условии линеаризации характеристики трения описывается уравнением:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + (\beta_{в.т.} + \beta_c) \frac{dx}{dt} + cx - F_{c0} = 0, \quad (1.12)$$

где c – коэффициент жёсткости пружины;

$$\frac{dx}{dt} = v_{ск},$$

$\beta_c = (dF_c / dv_{ск})$ – жёсткость механической характеристики пары трения, которая на падающем участке имеет отрицательное значение $\beta_c < 0$;

$\beta_{в.т.}$ – коэффициент вязкого трения пружины.

Если коэффициент уравнения при (dx/dt) принимает отрицательные значения, $(\beta_{в.т.} + \beta_c) < 0$, система динамически неустойчива.

Таким образом, неизбежные в реальной системе флуктуационные отклонения от точки статического равновесия приведут к колебаниям расходящегося характера. При достаточно больших амплитудах колебаний рабочая точка в отдельной части периода выходит на какой-либо из участков характеристики трения, где $\beta_c \geq 0$ (рис. 1.2, z), на которых происходит рассеивание ранее введённой в систему колебательной энергии. Это приводит к стабилизации амплитуды колебаний, когда количество введённой в систему энергии на падающем участке сравнивается с рассеянной энергией на восходящем участке, и к переходу механической системы в автоколебательный режим.

В тех случаях, когда стабилизация амплитуды АКФ обеспечивается либо нелинейной зависимостью вязкого трения от скорости, либо нелинейностью самого падающего участка характеристики трения, характер автоколебаний близок к гармоническому (нерелаксационные автоколебания).

Объяснения возникновения механических АКФ спецификой динамических свойств системы на падающем участке характеристики трения дано в работах [2, 31, 33, 74, 79, 80, 87].

Рэлеи [80] дал качественное объяснение механизма возбуждения автоколебаний применительно к скрипке, полагая, что «способность смычка поддерживать колебания струны объясняется тем, что трение при средних скоростях меньше, чем при малых».

Количественные соотношения для колебаний близких к синусоидальным были получены в работе Стрелкова С.П. [79]. Им рассмотрен случай колебаний маятника с муфтой на вращающемся валу (маятник Фроуда). При анализе момент силы трения описывался полиномом 3-го порядка, а уравнение было решено методом малого параметра.

Основываясь на выводах о нелинейности вязкого трения и введя представление о нелинейной характеристике суммарного трения, Штейнвольф Л.И. [87] доказал возможность и условия существования устойчивых фрикционных автоколебаний нерелаксационного типа.

А.С. Пономарёв [73] обосновал возможность существования многочастотных нерелаксационных механических АКФ в многомассовой системе с последовательным соединением упругих кинематических звеньев.

Особый интерес представляют результаты исследований фрикционных автоколебаний в механических устройствах с учётом свойств источника механической энергии.

Фролов К.В. исследовал влияние источника энергии на фрикционные автоколебания в вышеуказанной системе методом машинного моделирования и установил, что наклон механической характеристики источника оказывает влияние на устойчивость автоколебаний [83]. При этом в случае крутых характеристик (с большой жёсткостью) устойчивые стационарные автоколебания имеют место во всём диапазоне скоростей, соответствующих падающему участку, а при пологом – лишь в некотором.

Большой вклад в изучение динамики системы «источник энергии – упругое механическое звено – фрикционная нагрузка» асимптотическим методом малого параметра внесли работы Иванченко Ф.К. [30–34]. Под руководством Иванченко Ф.К. выполнен огромный объём экспериментальных исследований на действующих в производственных условиях машинах и механизмах.

Явления АКФ имеет место при пробуксовке и юзе колес. Анализ явлений буксования и юза и разработка способов их устранения содержится в ряде литературных источников по магистральному транспорту, среди которых следует выделить работу Минова Д.К. [71]. Глубокое исследование автоколебательных режимов в механических передачах силовых установок тепловозов провел Штейнвольф Л.И. [87], объяснив нерелаксационный характер упругих механических автоколебаний.

Вопросы устойчивости следящего электропривода, представляемого в виде электромеханической системы с фрикционной нагрузкой, рассматривалось Андрющенко В.А. [3] и Тереховым В.М. [38].

Обобщая результаты обзора по исследованиям динамики систем с нагрузкой типа пара трения, ко времени появления у авторов научного интереса к данной тематике можно было выделить следующие направления:

- исследования упругих механических систем без учета свойств электропривода;
- исследования асимптотическими методами двухмассовой системы с упругим механическим звеном и электродвигателем, но без учета возможностей, создаваемых регулируемым электроприводом с внешними обратными связями и современными средствами управления;
- исследования устойчивости следящих электроприводов определенного назначения.

В настоящей работе исследование явлений фрикционных автоколебаний в электроприводах машин и механизмов выполняется на основе общетеоретических методов анализа динамики электромеханических сис-

тем с уяснением физической сущности процессов, протекающих на каждом из характерных участков характеристики трения. Рассматриваются способы устранения АКФ путем синтеза ЭМС с внешними обратными связями и различными типами регуляторов, в том числе интеллектуальными.

Описано и объяснено обнаруженное при проведении экспериментальных исследований в Магдебургском университете в 1989 г. явление усиления фрикционных колебаний, которое иногда принимают за фрикционные автоколебания. Приведены результаты экспериментальных исследований и практических разработок.

1.3. Фрикционные колебания в электроприводах машин и механизмов

Актуальность изучения динамики электромеханических систем с трением вытекает из широкого многообразия электроприводов машин и механизмов, в которых в нормальных либо аномальных режимах проявляется нелинейность характеристики трения. Эти проявления, выражаясь в колебаниях рабочих органов, ухудшают показатели технологического процесса, точность и чистоту обработки, вызывают увеличение динамических нагрузок, а при буксовании и юзе колес транспортных средств снижают производительность и безопасность движения.

Класс подобных электроприводов весьма широк.

На рис. 1.4 в качестве примера представлены взятые из технической литературы осциллограммы лишь некоторых машин и механизмов с электроприводом, в которых наблюдается явление фрикционных автоколебаний.

Обширную группу рассматриваемого класса составляют различные рельсовые механизмы передвижения, возбуждение автоколебаний в которых имеет место при буксовании и юзе колес. О наличии автоколебаний в механизмах передвижения подъемных кранов (рис. 1.4, *а*) сообщалось в работах [34, 81]. Выполненные сотрудниками кафедры ЭПП ХПИ им. В.И. Ленина в производственных условиях экспериментальные исследования электропривода механизма передвижения крана подтвердили, что при буксовании колес развиваются интенсивные автоколебания с частотой порядка 16 Гц [59, 81]. Измерение упругого момента в кинема-

тических звеньях привода показало, что коэффициент динамичности при этом достигал $K_d = 6 \div 8$.

Подобные автоколебания отмечены и в приводных линиях механизма перемещения тележки завалочной машины [86]. При проталкивании шихты с максимальными усилиями 236 кН имело место буксование колес, сопровождающееся возбуждением колебаний частотой $(190-230) \text{ с}^{-1}$ с большими и постоянными амплитудами (рис. 1.4, б).

В [75, 76] отмечены фрикционные автоколебания при буксовании и юзе колес рудничных электровозов с частотой автоколебаний в пределах $(90 \div 125) \text{ Гц}$. Превышение амплитуды упругого момента M_y в оси колесной пары над статическим M_c , оцениваемое коэффициентом динамичности $K_d = M_y / M_c$, в отдельных случаях достигало $K_d = 16 \div 20$.

В результате поломок осей колесных пар в 1959–1960 гг. в течение года только на шахтах Донбасса вышли из строя более 150 рудничных электровозов. Как было установлено, причиной поломок явились фрикционные автоколебания, приводившие к усталостному разрушению [76].

Многочисленные примеры автоколебательных режимов в различных машинах прокатного производства, когда нагрузка машин представляла собой пару трения, приведены в [26, 30, 33, 85]. В блюмингах, например, при буксовании металла в валках вследствие трения валков по заготовке возбуждаются автоколебания со значительными незатухающими амплитудами с периодом $0,05-0,075 \text{ с}$ (рис. 1.4, ж).

В непрерывных прокатных станах, при нарушении условий равенства одновременно проходящих объемов металла через клетки стана происходят перегрузки главных линий какой-либо клетки и возникают пробуксовки валков. В этом случае в приводах возбуждаются автоколебания (рис. 1.4, з), которые через полосу распространяются на другие 2–3 смежных клетки стана [33].

Автоколебания упругого момента в кинематических звеньях наблюдаются и в обоих видах универсальных станов. В слябингах – при буксовании валков (рис. 1.4, к) коэффициент динамичности составляет $1,5-1,65$, а в некоторых случаях при сдвоенной прокатке достигает до $2,4$, что выше, чем для блюмингов. В универсальном полосовом стане, имеющем кроме пары горизонтальных 2 пары вертикальных валков, интенсивные динамические процессы ($K_d = 2,5$ и более) возбуждаются в линии привода вертикальных валков при рассогласовании скоростей валков и при буксо-

вании. Характер колебаний существенно отличается от гармонического (рис. 1.4, к). Как утверждается в [33], амплитуды релаксационных автоколебаний зависят в основном от характера фрикционных сил в очаге деформации вертикальных валков, а амплитуда и частота колебаний меняются с изменением скорости прокатки. Высокие значения амплитуд упругих автоколебаний являются причиной поломок конических передач, валков.

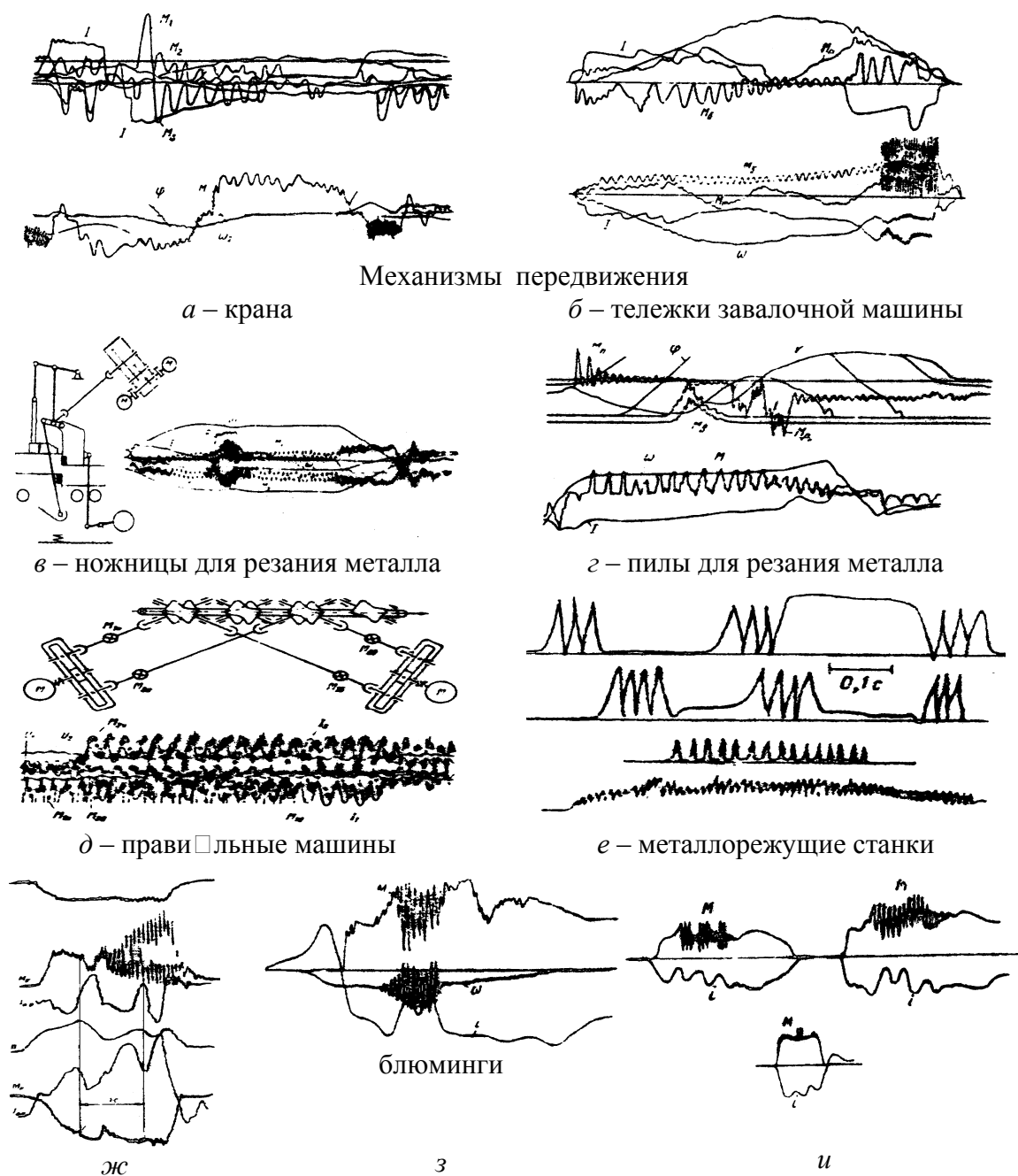


Рисунок 1.4 (начало) – Примеры осциллограмм автоколебаний, зафиксированных в различных машинах и механизмах

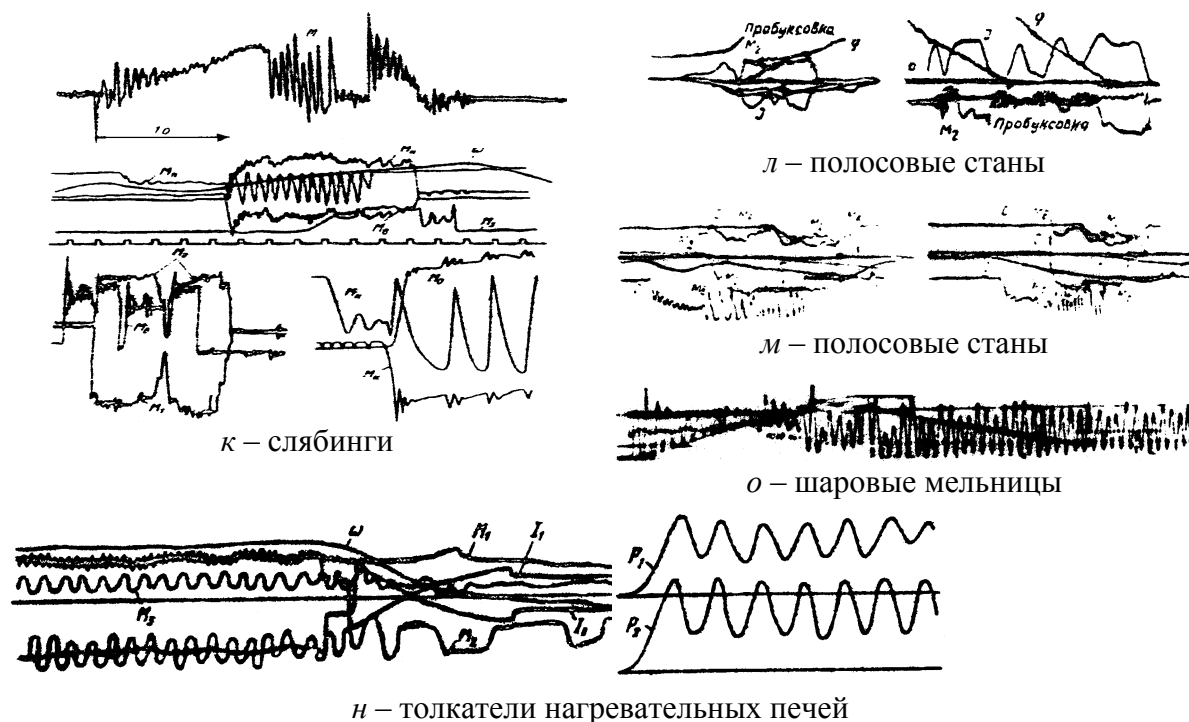


Рисунок 1.4 (окончание) – Примеры осциллограмм автоколебаний, зафиксированных в различных машинах и механизмах

В манипуляторах блюмингов автоколебания с периодом 0,1–0,2 с вследствие действия фрикционных сил наблюдаются при правке раската и особенно при удержании линейками движущейся заготовки от завала. Буксование массивных слитков на роликах рольганга также вызывает крутильные колебания, которые являются одной из причин поломок деталей привода [33].

Автоколебания со значительными амплитудами возникают в приводах машин для резки металла. В приводе ножниц [33] в процессе резания отмечались колебания с периодом 0,01–0,03 с (рис. 1.4, в). В пилах для резания рельсов и заготовок вследствие больших сил трения диска о металл и зависимости коэффициента трения от скорости скольжения в механизме подачи также возбуждались устойчивые автоколебания гармонического или релаксационного характера с периодом 0,2–0,24 с (рис. 1.4, г) [33]. Динамические нагрузки от колебательных процессов при резании металла отрицательно сказываются на стойкости диска и прочности деталей привода.

Большие динамические нагрузки возбуждаются в приводах правильных машин (рис. 1.4, д) [32], несмотря на то, что они работают в длитель-

ном режиме без резкого приложения нагрузок. Незатухающие колебания поддерживаются переменными силами трения скольжения между глобоидными валками и круглой заготовкой. Моменты сил упругости в шпинделях изменяются по периодическим законам с двумя частотами: низкой с периодом $T_1 = 0,21 \div 0,5$ с и высокой – $T_2 = 0,03 \div 0,05$ с. При этом колебания моментов сил упругости на низкой частоте вызывают интенсивные колебания токов двигателей, что свидетельствует о наличии взаимосвязи механических процессов с электромагнитными процессами в электродвигателях. Колебания токов вызывают дополнительный нагрев электродвигателей, снижая допустимую мощность.

В толкателях нагревательных печей, при малых скоростях перемещения металла наблюдались столь интенсивные колебания всей металлоконструкции печи, что приводило к разрушению её элементов и фундаментов [33, 85]. Этому соответствуют резонансные режимы, когда частота колебаний момента в штангах и приводных валках совпадала с собственной частотой металлоконструкции. Повышение скорости толкания до 0,2 м/с обеспечивало снижение вибраций.

В электроприводах скиповых лебёдок доменных печей, где схемой управления предусматривается движение с включёнными двигателями при зажатых тормозах в линиях механической передачи привода, также возбуждаются упругие колебания [33].

При волочении проволоки вследствие нелинейного сопротивления трения и пластической деформации возбуждаются релаксационные автоколебания. Они приводят к снижению механических свойств проволоки, к искажению её геометрии в виде поперечных колец и продольной волнистости.

Широкую группу машин, в которых проявляются фрикционные автоколебания представляют также металлорежущие станки (рис. 1.4, е). Исследованию автоколебаний в различных узлах станков посвящено большое количество работ [21, 62, 66, 82, 88].

При этом можно выделить 2 основные проблемы. Первая – возбуждение автоколебаний при резании металлов, вторая – фрикционные автоколебания при малых скоростях скольжения (10–100 мм/мин), характерных для движений подачи и установочных перемещений.

Вопросы, связанные с возбуждением автоколебаний при резании металлов рассмотрены в работах Каширина А.И., Соколовского А.П., Решетова Д.Н., Кучмы Л.К., Кудинова В.А., Потураева В.Н., Эльясберга М.Е.,

Лазарева Г.С., Тлусты И., и др. Обращает внимание различие объяснений природы автоколебаний. В одних случаях причина автоколебаний усматривается в падающей зависимости силы трения от скорости, в других – в неоднозначности силы резания при углублении в материал и отталкивании при одинаковой толщине стружки, в третьих – в неоднозначности толщины стружки при колебательном характере движения резца, в четвёртых – запаздывание силы резания по отношению к толщине срезаемого слоя.

Автоколебания при резании приводят к резкому возрастанию износа инструмента и делают качество обработанной поверхности неудовлетворительным.

Фрикционные автоколебания в механизмах подачи и в установочных механизмах изучаются в работах [3, 19, 88]. Данные автоколебания обуславливают неравномерность медленных подач в станках почти всех типов: токарных, фрезерных, шлифовальных, расточных и др. Для механизмов подачи характерны релаксационные автоколебания с остановками (stick-slip).

АКФ в рассматриваемых механизмах приводят к недостаточной чувствительности, снижению точности. На круглошлифовальном станке, например, можно шлифовать с погрешностью менее 1 мкм, но перемещение шлифовальной бабки при автоматическом цикле работы обеспечивают рассеивание размеров из-за скачков от АКФ до 3–20 мкм.

Во многих из перечисленных узлов трения АКФ приводят к «фреттингу и катастрофическому изнашиванию» [19].

Наличием падающего участка в характеристике трения объясняется автоколебания груза на движущейся транспортной ленте [89], при подъёме тела по наклонной плоскости с помощью канатной связи, в волоочильных машинах, при работе ковшей экскаватора, в механизме поворота конвертера [34].

В ряде электроприводов станков, сканирующих и намоточных устройств и др. используются электромагнитные фрикционные муфты. Проскальзывание фрикционных пластин имеет место в переходных процессах, при этом создаются условия для возбуждения колебаний, однако эти вопросы в достаточной мере не изучались.

Данными примерами перечень машин и механизмов, в которых имеют место АКФ, далеко не исчерпывается.

В табл. 1.1 указаны негативные последствия от фрикционных колебаний.

Таблица 1.1

Наименование	Режим возникновения АКФ	Примерная частота колебаний, Гц	Уровень колебаний, негативный эффект
Универсальные полосовые станы	Рассогласование скоростей горизонтальных и вертикальных валков и буксование	15	$K_d > 2,5$, поломки деталей привода
Блюминги	Буксование металла в валках	15–20	Большие динамические нагрузки $K_d = 1,5 \div 3,5$
Слябинги	Захват металла с пробуксовкой	–	
Металлорежущие станки:			
механизм подачи	Перемещение по направляющим	–	Снижение плавности и чувствительности (скачкообразное движение), ухудшение качества
привод шпинделя	Резание металла	–	
Шлифовальные станки:			
плоскошлифовальные	Шлифование	–	Ухудшение качества обработки: чистоты, точности, «огранки» шлифуемых валков
вальцешлифовальные	Засаливание шлифовального круга	–	
Рудничные электровозы	Буксование колёс	90–110	Разрушение осей колёсных пар K_d до $16 \div 20$
Рольганги	Буксование слитков на роликах	90–110	Большие динамические нагрузки
Ножницы для резания металла	Резание металла	35–100	$K_d \geq 2 \div 3$
Пилы для резания металла (механизм подачи диска)	То же	4–5	$K_d > 2 \div 2,5$
Правильные машины	Правка металла	$f_1 = 2–5$ $f_2 = 20–30$	Значительные колебания тока на нижней частоте, $K_I = 1,8 \div 2$
Толкатели нагревательных печей	Передвижение нагреваемого в печи металла	–	Сильные, вплоть до разрушения элементов и фундамента печи
Скиповые лебёдки доменных подъёмников	Движение при зажатых тормозах	–	Большие амплитуды
Механизм передвижения разливочного крана	Пуск, торможение	2	То же

Приведенные выше примеры показывают, сколь существенно могут влиять характеристики нагрузки в виде трения при скольжении на технологические показатели и динамические нагрузки. Устранение фрикционных автоколебаний средствами электропривода требует изучения динамических режимов его работы. При этом, однако, необходимо рассматривать динамические режимы всей электромеханической системы в целом, учитывая характеристики нагрузки и динамические параметры рабочего органа, хотя они и не входят, согласно терминологическому определению, в состав электропривода. В свою очередь, изучение динамики электромеханической системы, в отличие от исследований чисто механической системы, позволяет учесть динамические свойства электропривода как источника механической энергии.

Как показано ниже, эти свойства могут существенно изменить поведение механической системы. В электромеханической системе фрикционные автоколебания могут возникнуть, когда в механической системе их не должно быть и, наоборот, они могут быть устранены, – когда в механической существуют.

Из вышеприведенного обзора видно, что класс машин и механизмов, где в нормальных, либо аномальных режимах имеют место АКФ, достаточно широк и включает в себя высокоответственные, дорогостоящие агрегаты, обеспечивающие добычу и выпуск важнейших видов народнохозяйственной продукции, в том числе уголь, металл, машиностроительные изделия, выполнение погрузочно-разгрузочных работ и транспортных операций. Влияние АКФ большей частью негативно и проявляется в снижении производительности, надежности работы, ухудшении качества продукции, в недоиспользовании оборудования, увеличении эксплуатационных расходов, т. е. в ухудшении важнейших технико-экономических показателей. Возникающий в ряде случаев при АКФ шум ухудшает условия труда.

Вышесказанное свидетельствует об актуальности изучения проблемы фрикционных автоколебаний в электроприводах машин и механизмов, необходимости ее глубокого изучения и определения путей устранения АКФ.

Глава 2

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ. ТИПОВЫЕ ЗВЕНЬЯ

В настоящей главе кратко излагаются общие сведения о математических моделях, обосновывается выбор широко используемой в книге структурной формы математической модели и видов характеристики трения, используемых в дальнейших исследованиях, приведены передаточные функции типовых звеньев, в том числе в безразмерных обобщённых параметрах, а также изложена методика построения математической модели электромеханических систем. Материал данной главы служит основой для последующих теоретических исследований, причем некоторые сведения приведены с целью исключения необходимости обращаться к специальной литературе по теории автоматического управления и теории электропривода, в частности, для специалистов-механиков, занимающихся разработкой и созданием машин и механизмов с нелинейной фрикционной нагрузкой.

2.1. Динамический, установившейся и статический режимы электропривода

Под *динамическим* понимают режим работы электропривода, при котором имеет место изменение во времени таких величин, характеризующих его движение, как скорость, движущий либо упругий момент, токи в силовых цепях и др. Изменение угла поворота (пути) не является признаком динамического режима, если оно происходит при неизменной скорости. В теории электропривода эти величины называют координатами.

В общем случае движение электропривода в динамическом режиме по любой из координат ЭП в функции времени $x(t)$ есть сумма двух составляющих: принуждённой $x_{\text{пр}}(t)$ и свободной $x_{\text{св}}(t)$.

$$x(t) = x_{\text{пр}}(t) + x_{\text{св}}(t). \quad (2.1)$$

Принуждённая составляющая представляет собой частное решение описывающего движение дифференциального уравнения. Изменение принуждённой составляющей носит такой же характер, как и изменение управляющего, либо возмущающего воздействий.

Свободная составляющая – это решение характеристического уравнения (т.е. левой части уравнения (1.1) приравненной к нулю), представляющее собой сумму составляющих от его корней

$$x_{\text{св}}(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{p_i t}, \quad (2.2)$$

где A_i – постоянные интегрирования;

p_i – i -й корень характеристического уравнения.

Наличие комплексно-сопряжённых корней $p_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\Omega_i$ указывает на присутствие в $x_{\text{св}}(t)$ составляющих колебательного характера, а наличие вещественных корней $p_i = \alpha_i$, – составляющих *апериодического* характера.

Отрицательность вещественных частей корней свидетельствует о затухании во времени свободной составляющей, а положительные значения указывают на расходящийся характер динамического процесса.

Установившимся является режим, наступающий после затухания свободной составляющей до значений, не влияющих на движение с практической точки зрения, когда $x_{\text{св}} \leq (0,02 \div 0,05)x_{\text{пр}}$, т. е.

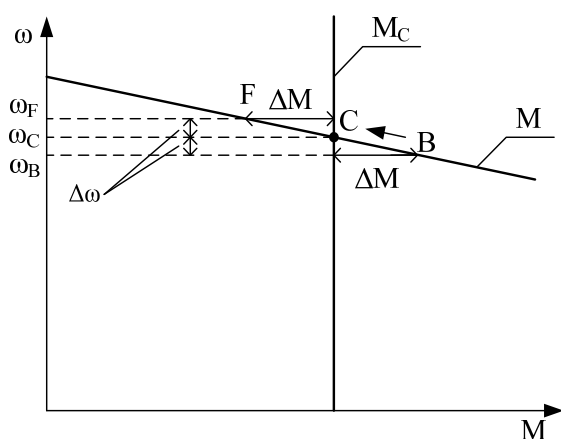
$$x(t) \approx x_{\text{пр}}(t). \quad (2.3)$$

Если при этом принуждённая составляющая изменяется во времени, то режим является *установившимся динамическим*. Примером таких режимов могут служить режимы при гармоническом изменении управляющего сигнала либо нагрузки.

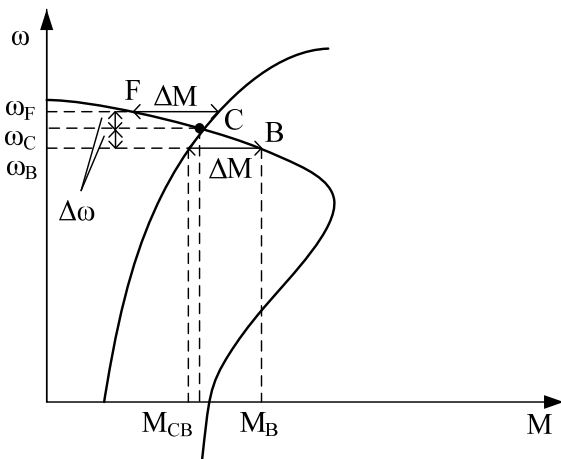
Под *переходными* понимают режимы (процессы) перехода от одного установившегося режима к другому установившемуся. С технологической точки зрения такими являются режимы пуска, останова, реверса, изменения нагрузки, скорости. Очевидно, все переходные режимы являются режимами динамическими.

Состояние электропривода как электромеханической системы в каждом из режимов в любой момент времени характеризуется *рабочей точкой*, представляющей совокупность координат системы в данный момент. Обычно оно отображается либо в виде их временных диаграмм, либо траекторий движения рабочей точки в пространстве (плоскости) координат.

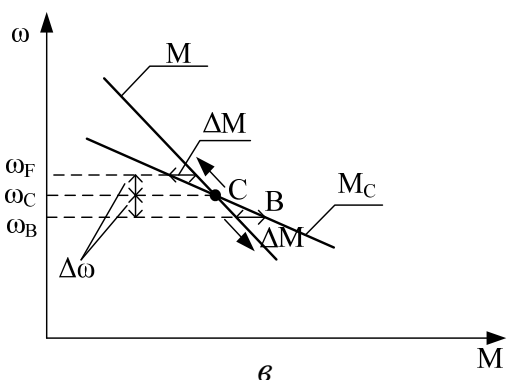
Режим называется *статическим*, если при движении электропривода его координаты, исключая угловые перемещения, сохраняются неизменными. Такой режим устанавливается после затухания $x_{св}(t)$ при скачкообразных изменениях до некоторых постоянных значений управляющих и возмущающих воздействий.



а



б



в

Рисунок 2.1 – Статическая устойчивость электропривода

В статических режимах состояние электропривода отображается в плоскости осей механических характеристик M и ω , где M – движущий момент электродвигателя, а ω – угловая частота вращения его вала, в дальнейшем именуемая скоростью ЭП.

Так как в соответствии с уравнением движения электропривода

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.4)$$

в статическом режиме $d\omega/dt = 0$, то его признаком является равенство момента электропривода M , приведенному к скорости вала ЭД, моменту сопротивления нагрузки

$$M = M_c. \quad (2.5)$$

Вследствие этого данный режим отображается в осях механических характеристик *точкой статического равновесия* – точкой пересечения статических механических характеристик электропривода и нагрузки – (точки «С» рис. 2.1, а, б, в).

Статический режим называется *статически устойчивым*, если отклонение скорости от ω_c , соответствующей точке статического

равновесия, приведёт к созданию динамического момента

$$M - M_c = \Delta M = M_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.6)$$

который будет стремиться возвратить рабочую точку, характеризующую состояние электропривода в точку статического равновесия.

Так, статические режимы, отображаемые на рис. 2.1, *а* и рис. 2.1, *б* являются статически устойчивыми, поскольку отклонение скорости вниз на величину $\Delta\omega$ создаст динамический момент

$$\Delta M = M - M_c > 0,$$

который вызовет увеличение скорости

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J} > 0,$$

и возврат рабочей точки из «В» в «С». Отклонение на $\Delta\omega$ вверх от ω_c создаст динамический момент $\Delta M < 0$, направленный на снижение скорости, и возврат рабочей точки из F также в С.

Нетрудно увидеть, что точка «С» для случая отображённого на рис. 2.1, *в*, статически неустойчива, т. к. возникающий при снижении скорости динамический момент стремится ещё более её снизить, а при увеличении – увеличить, удаляя рабочую точку от точки статического равновесия.

Математическим условием статической устойчивости является противоположность знаков динамического момента и изменения скорости при её отклонении от точки статического равновесия, т. е.

$$\frac{\Delta M - \Delta M_c}{\Delta\omega} < 0, \quad (2.7)$$

что для малых отклонений приводит к условию

$$\beta_c > \beta, \quad (2.8)$$

т. е. жёсткость механической характеристики нагрузки должна быть больше жёсткости статической механической характеристики электропривода.

Заметим, что соотношение (2.8) предполагает величину жесткости механической характеристики электропривода β с истинным знаком, определяемым выражением

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega},$$

в отличие от ранее оговоренного и используемого, в основном, в данной книге, как и в теории электропривода, понятия под жесткостью МХ электропривода ее модуля $\beta = \left| \frac{\Delta M}{\Delta \omega} \right|$.

Выполнение условия статической устойчивости, в общем случае, не является достаточным для существования статического режима. Далее будет показано, что при выполнении условия (2.8) динамическая неустойчивость может в реальных условиях нелинейности характеристики нагрузки привести к возникновению автоколебательного режима.

2.2. Математическая модель электромеханической системы. Выбор формы её представления

Поведение электромеханической системы в динамических режимах описывается системой дифференциальных уравнений, составленной на основании законов физики, механики, электрических цепей и теории управления.

В общем случае математическая модель электромеханической системы содержит 4 группы уравнений:

- уравнения механики, отображающие взаимозависимости между механическими величинами.
- уравнения силовых электрических цепей.
- уравнения электромеханического преобразования энергии – взаимозависимости между электрическими, магнитными и механическими величинами.
- уравнения управления и цепей обратных связей.

Система дифференциальных уравнений заменой переменных может быть сведена к одному уравнению n -го порядка относительно интересующей нас изменяющейся величины – координаты x :

$$\begin{aligned}
& a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_i \frac{d^i x}{dt^i} + \dots + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = \\
& = b_m \frac{d^m g}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} g}{dt^{m-1}} + \dots + b_i \frac{d^i g}{dt^i} + \dots + b_1 \frac{dg}{dt} + b_0 g + \\
& + c_q \frac{d^q f}{dt^q} + c_{q-1} \frac{d^{q-1} f}{dt^{q-1}} + \dots + c_i \frac{d^i f}{dt^i} + \dots + c_1 \frac{df}{dt} + c_0 f,
\end{aligned} \tag{2.9}$$

где a_i, b_i, c_i – коэффициенты, определяемые параметрами ЭМС (физическими параметрами ее составных частей либо зависящими от них обобщёнными параметрами – постоянными времени, коэффициентами усиления и другими). Для линейных систем данные коэффициенты имеют постоянные значения;

g – управляющее воздействие;

f – возмущающее воздействие (нагрузка).

Уравнение (2.9) может быть представлено в операторной форме

$$D(p)x(p) = M(p)g(p) + Q(p)f(p), \tag{2.10}$$

где $D(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0,$ (2.11)

$$M(p) = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0, \tag{2.12}$$

$$Q(p) = c_q p^q + c_{q-1} p^{q-1} + \dots + c_1 p + c_0. \tag{2.13}$$

Для линейных систем справедлив принцип наложения. Это значит, что результирующий закон изменения координат x можно найти как сумму 2-х решений: 1-го полученного в предположении, что $f(t) = 0$ при заданном $g(t)$ и 2-го – наоборот $g(t) = 0$, а $f(t) \neq 0$.

При таком подходе и нулевых начальных условиях могут быть найдены передаточные функции:

$$W_g(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = \frac{M(p)}{D(p)} \text{ – по управляющему воздействию} \tag{2.14}$$

$$W_f(p) = \frac{x(p)}{f(p)} = \frac{Q(p)}{D(p)} \text{ – по возмущающему воздействию} \tag{2.15}$$

Знаменателем обоих передаточных функций является *характеристический полином* $D(p)$.

Решение *характеристического уравнения*

$$D(p) = 0 \quad (2.16)$$

позволяет определить его корни p_i , которые определяются значениями коэффициентов a_i , а, следовательно, параметрами электромеханической системы. Выражение свободной составляющей имеет вид:

$$x_{\text{св}}(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{p_i t}, \quad (2.17)$$

где p_i – i -й корень характеристического полинома.

Наличие комплексно-сопряжённых корней $p_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\Omega_i$ свидетельствует о наличии в $x_{\text{св}}(t)$ колебательной составляющей вида $A_i e^{\alpha_i t} \sin(\Omega_i t + \psi_i)$. Очевидно, что для устойчивости динамического режима (затухания свободной составляющей) необходимо, чтобы вещественные корни либо α_i были отрицательными.

В рассматриваемых электромеханических системах с трением его характеристика, определяющая значение нагрузки, рассматривается не как функция времени, а как функция скорости проскальзывания $M_{\text{тр}} = f(\omega_{\text{ск}})$, связанная с выходной координатой – скоростью рабочего органа. Поэтому в дальнейшем широко используется передаточная функция по управляющему воздействию.

Эта функция представляет собой отношение изображения выходной координаты к изображению управляющего воздействия и в соответствии с (2.14) изображение выходной величины находится из соотношения

$$x(p) = W(p)g(p). \quad (2.18)$$

В общем случае $W(p)$ является дробно-рациональной функцией. Корни полинома числителя $M(p)$ называются нулями γ_j , а корни знаменателя $D(p)$ – полюсами p_i . Передаточную функцию в виде отношения нормированных полиномов (с коэффициентом равным единице при наибольших степенях p^m и p^n , соответственно) можно представить в виде

$$W(p) = \frac{x(p)}{g(p)} = \frac{b_m \sum_{j=1}^m (p - \gamma_j)}{a_n \sum_{i=1}^n (p - p_i)}. \quad (2.19)$$

Если существуют нули и полюса с одинаковыми значениями, то для анализа следует использовать передаточную функцию, с предварительно сокращенными в выражении (2.19) сомножителями числителя и знаменателя.

Помимо классической формы представления математической модели в виде системы дифференциальных уравнений, записанных, исходя из законов механики, физики, электротехники и теории управления, возможны и другие формы [7, 35]: в нормальной форме Коши, в канонической, матричной форме, в виде графа и др.

Не анализируя глубоко достоинства и недостатки каждой из форм, отметим важные достоинства представления математической модели электромеханической системы в структурной форме:

1. Возможность построения модели всей системы по передаточным функциям её звеньев, отображающих динамические свойства элементов ЭМС.
2. Простота получения передаточной функции сколь угодно сложной линейной системы топологическим методом.
3. Хорошая согласуемость с современными программными пакетами компьютерного моделирования.
4. Наглядность и физичность математической модели. Возможность контролировать и анализировать прохождение сигнала от входа до рассматриваемой координаты, исходя из знаний динамических свойств типовых звеньев электромеханических систем автоматического регулирования.
5. Возможность включения в модель нелинейных звеньев при компьютерном моделировании.

Построение математической модели в структурной форме основано на представлении динамических свойств каждого из элементов ЭМС передаточной функцией. Передаточная функция звена $W_i(p)$ представляет отношение в операторной форме его выходного сигнала $x_i(p)$ ко входному $g_i(p)$

$$W_i(p) = \frac{x_i(p)}{g_i(p)}.$$

Структурную схему всей ЭМС получают в результате соединения этих звеньев в соответствии с функциональной схемой электропривода и их взаимодействием между собой.

Методика построения математической модели в структурной форме приведена в подразделе 2.5.

В связи с выбором представления математических моделей электро-механических систем в виде структурных схем, состоящих из звеньев, динамические свойства которых известны, отметим следующее обстоятельство. Отмечая, что данный способ позволяет хорошо уяснять физическую сущность явлений, протекающих во время динамического процесса в каждом из звеньев, как его недостаток, иногда отмечают неучёт понятий управляемости и наблюдаемости [35]. Этот недостаток отсутствует при описании системы в переменных состояния в виде системы дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши. Записанную в векторно-матричной форме такую систему называют *уравнениями состояния*, которые при использовании компьютеров также позволяют решать и задачи синтеза систем управления. Проведем краткое сопоставление этих методов.

Под *управляемостью* системы понимают способность входного сигнала воздействовать на все переменные состояния, т. е. на выходные величины каждого из её составных звеньев.

Наблюдаемость означает возможность определения всех переменных состояния по данным выходной координаты.

В настоящее время при анализе и синтезе электромеханических систем широко используется компьютерная техника. Анализ результатов компьютерного моделирования и расчетов, поиск ошибок, несомненно, удобнее вести, анализируя физический характер процессов, протекающих в звеньях системы.

2.3. Характеристики трения

В настоящем подразделе обосновывается представление нелинейной характеристики трения для последующих исследований как совокупности линейных зависимостей для каждого из характерных ее участков. Такой подход позволяет получить общие аналитические соотношения, описы-

вающие движение рабочей точки на каждом из них, уяснить физическую сущность протекающего при этом динамического процесса и в то же время сохранить нелинейность «в большом» характеристики трения при анализе автоколебательных процессов.

Трение возникает в двух соприкасающихся поверхностях – *паре трения*. Под характеристикой трения понимают зависимость коэффициента трения $f_{тр}$ в паре трения от скорости проскальзывания $v_{ск}$ поверхностей друг относительно друга. В электромеханических системах с парой трения эта зависимость определяет вид нагрузки и задается ее механической характеристикой – зависимостью приведенного к валу двигателя момента трения M_c от угловой скорости проскальзывания $M_c(\omega_{ск})$. Графические экспериментальные зависимости силы трения от скорости скольжения ранее были приведены в разделе 1.1.

В работах [74, 87] и др. характеристика трения представлялась как зависимость силы трения от скорости проскальзывания полиномом третьего порядка. Аналитическое определение величин, характеризующих фрикционные автоколебания, достигалось применением весьма трудоёмких асимптотических методов нелинейной механики. Полученные аналитические выражения были весьма громоздкими и с физической точки зрения сложно воспринимаемыми.

Для электромеханических систем с качением: электротранспортных средств, прокатных станов, механизмов передвижения и др., где наблюдаются автоколебания подобного рода, в характеристиках трения отмечают [71, 75, 85]: круто восходящий участок I в зоне малых скоростей проскальзывания (участок упругого проскальзывания), следующий за ним “падающий” участок II скольжения со снижением силы трения при увеличении скорости проскальзывания, далее участок III, на котором сила трения остаётся практически неизменной и, наконец, участок IV, на котором при дальнейшем повышении скорости скольжения коэффициент трения незначительно возрастает. Участок упругого скольжения I в большинстве случаев является предпочтительным для рабочих режимов ЭП, участки II, III и IV обычно характеризуют как участки избыточного скольжения.

Представим каждый из участков характеристики трения $M_c(\omega_{ск})$ линейной зависимостью, сохранив общий ее нелинейный характер (рис. 2.2).

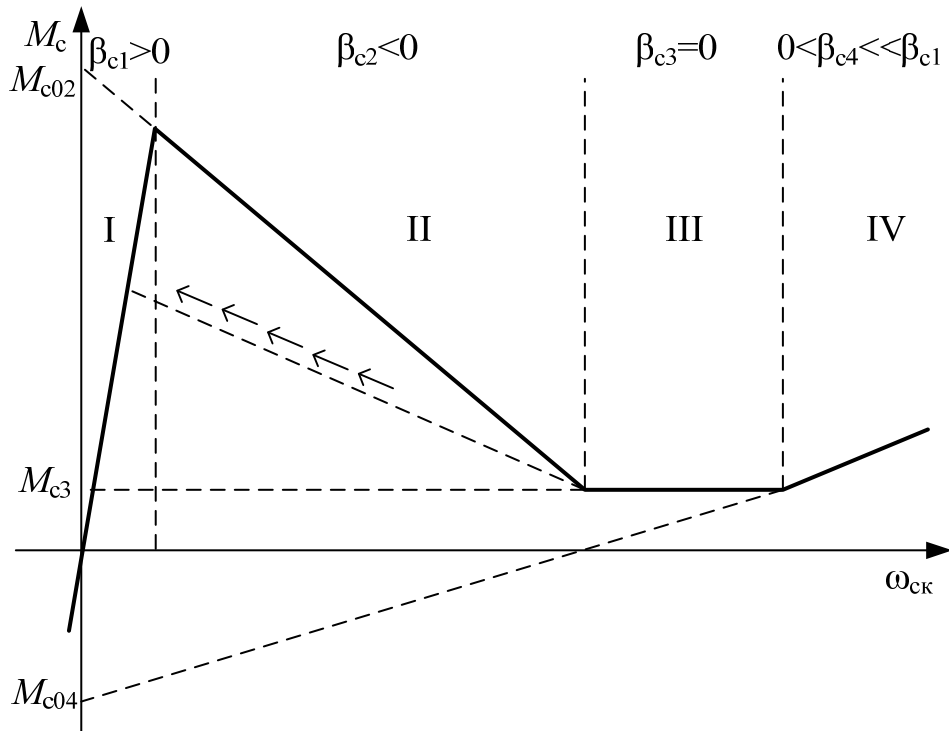


Рисунок 2.2 – Линейризованная характеристика трения

Очевидно, для любого из участков справедливо

$$M_c = M_{c0} + \beta_c \cdot \omega_{ск}, \quad (2.20)$$

где $\beta_c = \frac{\Delta M_c}{\Delta \omega_{ск}}$ – жёсткость механической характеристики нагрузки, создаваемой трением, которая характеризует крутизну наклона характеристики оси абсцисс.

Для участка I	$\beta_{c1} > 0$ и имеет достаточно большое значение. $M_{c0} = 0$.
Для падающего участка II	$\beta_{c2} < 0$, т. е. отрицательно. $M_{c0} = M_{c02}$
Для участка III, на котором $M_c = \text{const}$	$\beta_{c3} = 0$ $M_c = M_{c3} = \text{const}$.
Для участка IV	$\beta_{c4} > 0$, но значительно меньше β_{c1} . $M_{c0} = M_{c04}$.

Такое представление характеристики трения обеспечивает:

1. Возможность получения аналитических соотношений, описывающих динамический процесс при перемещении рабочей точки по каждому из её участков.

2. Универсальность математической модели характеристики трения и полученных аналитических выражений для каждого из участков. Отличие будет лишь в значениях параметров β_{ci} и M_{c0i} .

3. Возможность оценки качественного отличия процесса на каждом из участков.

4. Возможность получения картины всего динамического процесса с учётом нелинейности «в большом» путём перехода по мере перемещения рабочей точки от предыдущего участка к последующему.

Вышеуказанное, в свою очередь, позволяет лучше уяснить физическую сущность динамического процесса ЭМС как на каждом из участков, так и в целом. Все достоинства предложенного моделирования сохраняются и в случае необходимости учёта гистерезисного характера зависимости коэффициента трения, если представить обратную ветвь характеристики (для интервала скорости скольжения) также линейным отрезком (рис. 2.2, пунктирная линия под стрелками).

При анализе «срывных» (stik-slip) автоколебаний с остановками необходимо учесть скачок силы трения при переходе от остановки к движению [64, 88, 90, 91, 96]. Падающий участок, может быть аппроксимирован одной либо несколькими линейными участками с разной крутизной наклона.

Учитывая, что при срывных АКФ, наблюдаемых при медленных перемещениях, рабочая точка не заходит в область больших скоростей скольжения при исследовании данного рода автоколебаний принимаем характеристику трения вида (рис. 2.3).

На рис. 2.3 F_{Π} – сила трения покоя; F_{κ} – сила трения в момент начала скольжения.

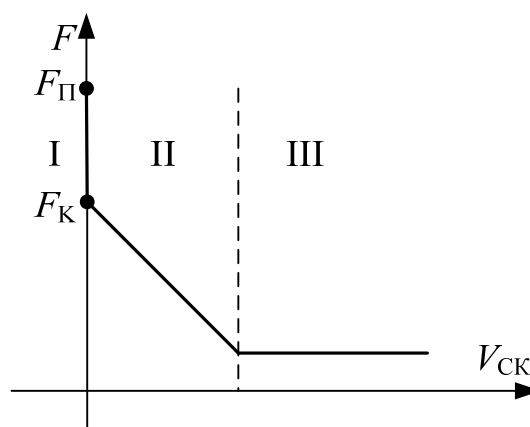


Рисунок 2.3 – Аппроксимированная характеристика трения при медленных скольжениях

2.4. Передаточные функции звеньев электромеханической системы

Для электромеханических систем существует набор звеньев, из которых составляется полная математическая модель системы в виде структурной схемы. Каждое звено отражает динамические свойства определенного элемента системы. Эти свойства отображаются передаточной функцией в виде отношения в операторной форме выходного сигнала звена к входному. В свою очередь, передаточные функции получают из дифференциальных уравнений звеньев, отражающих их физические свойства. Ниже приведен вид наиболее характерных звеньев электромеханических систем.

В *механическую часть* электромеханической системы входят все движущиеся элементы электропривода и исполнительного механизма (рабочего органа).

В общем случае уравнения механической части электропривода могут быть представлены в виде уравнений Лагранжа, при условии, что кинематические связи голономные, к которым относятся жесткие и упругие связи. Если связь неголономная (например, зазор), то в интервалах её проявления система распадается на самостоятельные голономные системы, к которым вышеуказанные уравнения применимы. При этом конечные условия предыдущего движения являются начальными для каждой из систем.

Уравнение Лагранжа имеет вид:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q_i, \quad (2.21)$$

где i – порядковый номер степени свободы;

$L = W_k - W_{\text{п}}$ – функция Лагранжа;

W_k – сумма кинетической энергии всех движущихся элементов;

$W_{\text{п}}$ – сумма потенциальных энергий деформированных упругих связей;

q_i – обобщенная координата по i -й степени свободы (угловое – φ_i или линейное перемещение – S_i);

\dot{q}_i – производная по времени от координаты q_i ;

Q_i – обобщенная сила по i -й координате (сила или момент силы), определяемая как

$$Q_i = \frac{\Delta A_i}{\Delta q_i},$$

где ΔA_i – работа от действия внешних сил (без учета сил упругих связей) при изменении обобщенной координаты на Δq_i .

Составленные для каждой из степеней свободы уравнения Лагранжа образуют систему дифференциальных уравнений, представляющих группу уравнений механики в математической модели электромеханической системы.

Достоинство использования уравнений Лагранжа – отсутствие необходимости приведения величин к одному виду и скорости движения. Недостаток – трудность сопоставления степени влияния различных величин на движение системы.

Применение уравнений Лагранжа целесообразно в случаях достаточно сложных механических систем с разными видами движения её составных частей (вращательными, поступательными) и большим числом степеней свободы. Для большинства промышленных электроприводов, однако, возможно и целесообразно использовать структурную форму математической модели механической части системы, полученную из *расчетной механической схемы*.

Расчётную схему составляют, исходя из кинематической схемы – упрощенного отображения конструктивного характера связей (валов, редукторов, механических передач – клиноременных, винтовых, соединительных муфт и др.). При построении расчётной схемы механические величины обычно приводят к одной скорости, чаще всего к угловой скорости вала двигателя ω_1 , либо к скорости рабочего органа (угловой ω_{po} или линейной V_{po}), т. е. производят замену действительной величины на эквивалентную ей по своему влиянию на движение системы. Эквивалентность замены базируется на универсальном законе природы – законе сохранения энергии для приводимой и приведенной величины.

Сопоставление однородных приведенных механических величин позволяет исключить из рассмотрения величины, слабо влияющие на движение и упростить расчётную схему.

Приведём соотношения приведения механических величин к скорости вала двигателя на примере кинематической схемы подъёмного механизма (рис. 2.4).



Рисунок 2.4 – Кинематическая схема подъёмного механизма

Приведение движущихся масс к одной скорости осуществляется из условия сохранения кинетической энергии, т. е. равенства её для приводимой и приведённых значений масс. Например, при приведении к скорости двигателя ω_1 массы с моментом инерции J_k , вращающейся со скоростью ω_k :

$$\frac{J_k \cdot \omega_k^2}{2} = \frac{J'_k \cdot \omega_1^2}{2}, \quad (2.22)$$

где J'_k – приведенное значение момента инерции.

Откуда приведенный момент инерции J'_k равен

$$J'_k = \frac{J_k}{i_k^2}, \quad (2.23)$$

где $i_k = \frac{\omega_1}{\omega_k}$ – передаточное число. (2.24)

Это означает, что при понижении редуктором скорости двигателя в 10 раз, приведенный момент инерции барабана Б в 100 раз меньше истинного.

Соотношение (2.24) также означает, что приведенным значением скорости ω_k является скорость двигателя

$$\omega_k = \omega'_k = \omega_k \cdot i_k. \quad (2.25)$$

Для поступательно движущейся массы m_n :

$$\frac{m_n \cdot V_n^2}{2} = \frac{J'_n \cdot \omega_1^2}{2},$$

откуда приведенный момент инерции J'_n , заменяющий эквивалентной вращающейся массой поступательную m_n , равен:

$$J'_\Pi = m_\Pi \cdot \rho_\Pi^2, \quad (2.26)$$

где $\rho_\Pi = \frac{V_\Pi}{\omega_1}$ называется радиусом приведения. (2.27)

Приведение моментов вращения и сил выполняется, исходя из равенства работы, совершаемой приводимой и приведенными величинами за одинаковое время Δt , например для моментов вращения:

$$M_K \cdot \omega_K \cdot \Delta t = M'_K \cdot \omega_1 \cdot \Delta t, \quad (2.28)$$

откуда

$$M'_K = \frac{M_K}{i_K}. \quad (2.29)$$

С физической точки зрения это означает, что если на барабане Б двигателем создаётся момент M_K , то при редукторе с передаточным числом $i_p = 10$, т. е. понижающем частоту вращения ЭД в 10 раз, на валу ЭД этому моменту соответствует приведенный момент M'_K в 10 раз меньший.

Приведение сил осуществляется из условия

$$F_\Pi \cdot V_\Pi \cdot \Delta t = M'_\Pi \cdot \omega_1 \cdot \Delta t \quad (2.30)$$

или

$$M'_\Pi = F_\Pi \cdot \rho. \quad (2.31)$$

Из условия равенства работы, совершаемой истинными и приведёнными моментами (силами), осуществляется приведение угловых $\varphi = \omega \cdot \Delta t$ и линейных $S = V \cdot \Delta t$ перемещений:

$$M_K \varphi_K = M'_K \varphi'_K \quad \text{и} \quad F_\Pi S_\Pi = M'_\Pi \varphi'_\Pi, \quad (2.32)$$

откуда

$$\varphi'_K = \varphi_K \frac{M_K}{M'_K} \quad \text{и} \quad \varphi'_\Pi = S_\Pi \frac{M'_\Pi}{F_\Pi}, \quad (2.33)$$

что с учётом (2.29) и (2.31) даёт соответственно:

$$\varphi'_K = \varphi_K \cdot i_K. \quad (2.34)$$

$$\varphi'_\Pi = \frac{S_\Pi}{\rho_\Pi}. \quad (2.35)$$

Физически это означает, что повороту, например, массы с моментом инерции J_k на угол φ_k соответствует поворот вала двигателя на угол φ'_k , пропорциональный передаточному числу i_k .

Приведение жесткостей упругих кинематических связей производится из условия равенства потенциальных энергий деформации приводимой и приведенной связей.

Для связи, передающей вращательное движение и имеющей жесткость C_k :

$$\frac{C_k \cdot \Delta\varphi_k^2}{2} = \frac{C'_k \cdot (\Delta\varphi'_k)^2}{2}, \quad (2.36)$$

где $\Delta\varphi_k$ – угол деформации k -й связи;

$\Delta\varphi'_k$ – угол деформации, приведенный к валу двигателя.

С учетом (2.34) получаем значение приведенной жесткости:

$$C'_k = \frac{C_k}{i_k^2}. \quad (2.37)$$

Для линейно деформируемых упругих связей из условия

$$\frac{C_{\Pi} \cdot \Delta S^2}{2} = \frac{C'_{\Pi} \cdot (\Delta\varphi'_k)^2}{2}$$

с учетом (2.35) имеем

$$C'_{\Pi} = C_{\Pi} \cdot \rho_{\Pi}^2. \quad (2.38)$$

Приведение жесткостей механических характеристик нагрузки к скорости двигателя для вращательного и поступательного движений:

$$\beta_{\text{ск}} = \frac{\Delta M_{\text{ск}}}{\Delta \omega_k}; \quad \beta_{\text{сп}} = \frac{\Delta F_{\text{сп}}}{\Delta V_{\Pi}}.$$

С учетом соотношений (2.29), (2.31), а также (2.25) и (2.27) дает следующие соотношения:

– при вращательном движении

$$\beta'_{\text{ск}} = \frac{\Delta M'_{\text{ск}}}{\Delta \omega'_k} = \frac{\beta_{\text{ск}}}{i_k^2}. \quad (2.39)$$

– при поступательном движении (с учётом 2.19 и 2.23)

$$\beta'_{\text{сп}} = \frac{\Delta M'_{\text{сп}}}{\Delta \omega'_{\text{п}}} = \beta_{\text{сп}} \cdot \rho^2. \quad (2.40)$$

После приведения сопоставляют однородные приведенные величины и упрощают расчётную механическую схему, исходя из следующих соображений:

- кинематические связи, приведенная жёсткость которых более чем на порядок выше наименьшей, принимают абсолютно жёсткими и соединяемые ими массы суммируют, заменяя одной общей массой;
- малыми массами в жёстких соединениях пренебрегают;
- при упрощении расчётной схемы замена нескольких последовательно соединённых упругих связей с жесткостями C_1, C_2, C_k эквивалентной жёсткостью $C_{\text{эkv}}$ производится по соотношению

$$\frac{1}{C_{\text{эkv}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_k}. \quad (2.41)$$

– расчётную схему механической части следует стремиться свести к одной из типовых, если это допустимо с практической точки зрения;

Наиболее употребительными являются следующие типовые расчётные схемы механической части электромеханической системы, в которых все величины приведены к скорости ЭД:

1. Одномассовая, в которой все кинематические связи принимаются абсолютно жёсткими.

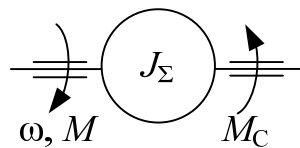


Рисунок 2.5

Момент инерции J_{Σ} принимается равным сумме приведенных моментов всех движущихся масс

$$J_{\Sigma} = \sum_{i=1}^K J'_i. \quad (2.42)$$

Масса с моментом инерции J_{Σ} вращается со скоростью электродвигателя ω , развивающего момент M , и на неё действует суммарный приведенный момент сопротивления нагрузки M_C .

2. Двухмассовая с идеальной упругой связью.

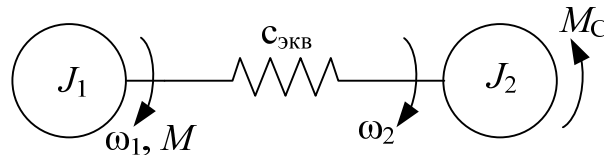


Рисунок 2.6

Здесь

J_1 – суммарный момент инерции ротора двигателя и жёстко связанных с ним масс;

J_2 – приведенный момент рабочего органа;

$C_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентная жесткость упругой связи.

3. Двухмассовая с зазором, учитывающая наличие в кинематической передаче воздушного зазора δ_3 и внутреннего вязкого трения упругой кинематической передачи с коэффициентом $\beta_{\text{в.т.}}$.

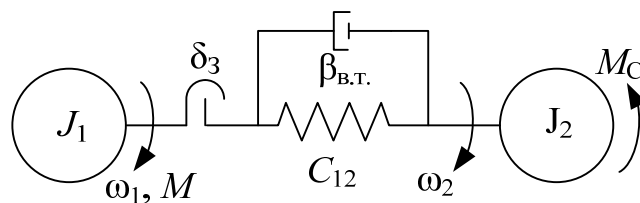


Рисунок 2.7

В отдельных случаях расчётная схема механической части может иметь и более сложный вид: трёхмассовой, с разветвлёнными упругими связями и др. В этом случае, описанные в данной работе особенности динамики типовых ЭМС с нелинейным трением могут помочь уяснить ожидаемый характер динамического процесса.

Из приведенных типовых расчетных схем механической части ЭМС видно, что в них входят элементы, отображающие движущиеся массы, упругие связи, в том числе с внутренним вязким трением, зазор.

В математической модели, представляемой в структурной форме, этим элементам соответствуют определённые звенья. Динамические

свойства элементов отображаются передаточными функциями звеньев, получаемых из математического описания их физических свойств.

Механическое звено отображает свойства вращающейся массы J (рис. 2.8, а) передаточной функцией $W_m(p)$, которая находится из 2-го закона Ньютона:

$$\sum_1^m M_i = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.43)$$

где m – число действующих на массу моментов вращения.

Перейдя к операторной форме, получим

$$W_m(p) = \frac{\omega(p)}{\sum_1^m M_i(p)} = \frac{1}{Jp} \quad (2.44)$$

или

$$\omega(p) = W_m(p) \sum_1^m M_i(p) = \frac{1}{Jp} \sum_1^m M_i(p). \quad (2.45)$$

И тогда математическая модель механического звена, представленного на рис. 2.8, а, в структурной форме в соответствии с (2.45), имеет вид (рис. 2.8, б).

Учитывая, что $J/\beta = T_m$ – электромеханическая постоянная времени электропривода [61], передаточную функцию механического звена можно представить в виде (рис. 2.8в)

$$W_m(p) = \frac{1}{\beta T_m p}. \quad (2.46)$$

Если на механическое звено действует нагрузка с линейно зависящим от скорости моментом сопротивления

$$M_c = M_{c0} + \beta_c \cdot \omega, \quad (2.47)$$

то, представив (2.47) в операторной форме, нетрудно получить структурную схему такого звена в виде (рис. 2.8, з) или в виде рис 2.8, д, если

$$M_c = M_{c0} + \beta_c \cdot \omega_{ск}, \quad (2.48)$$

где

$$\omega_{\text{ск}} = \omega - \omega_{\text{л}}, \quad (2.49)$$

а $\omega_{\text{л}}$ – приведенная к валу ЭД угловая скорость поступательного движения со скоростью $V_{\text{л}}$ (например, электровоза, механизма передвижения, крана и др.), которую при расчётах часто можно считать неизменной.

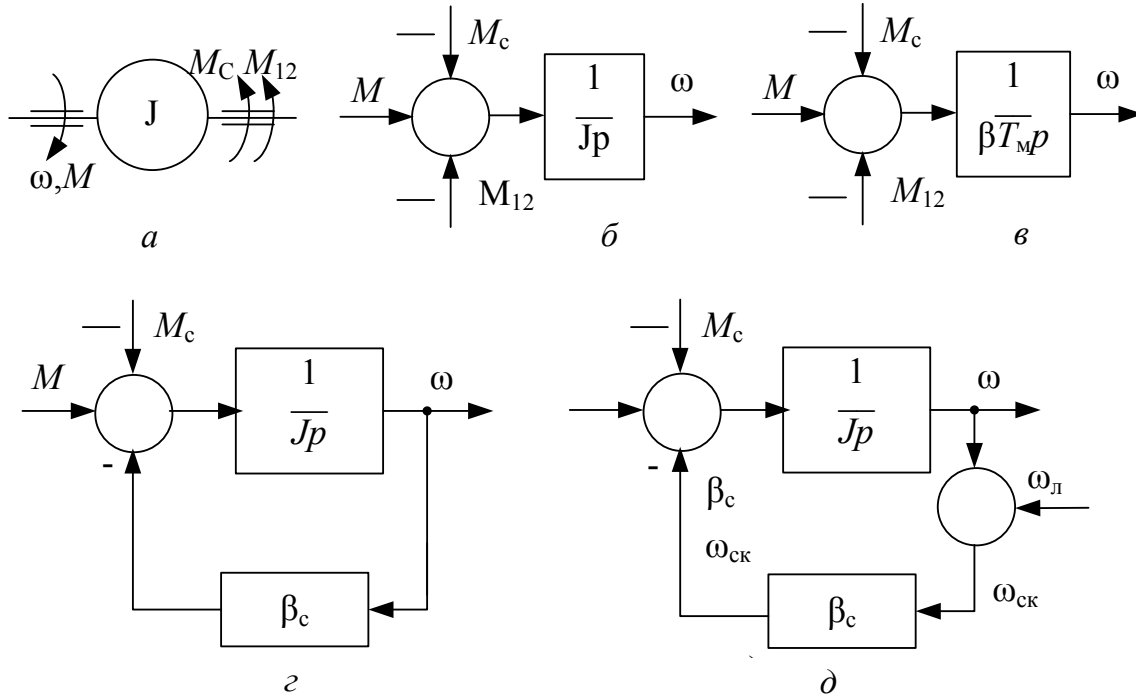


Рисунок 2.8 – Механическое звено и его математические модели в структурной форме

Идеальное упругое звено (рис. 2.9, а) создает упругий момент

$$M_y = C_{12} \Delta \varphi, \quad (2.50)$$

где $\Delta \varphi$ – угол закрутки (деформации) вала равный

$$\Delta \varphi = \int_0^t [\omega_1(t) - \omega_2(t)] dt, \quad (2.51)$$

С учётом (2.50) и (2.51) переход к операторной форме даст передаточную функцию звена

$$W_y(p) = \frac{M_y(p)}{\omega_1(p) - \omega_2(p)} = \frac{C_{12}}{p}, \quad (2.52)$$

вследствие чего математическая модель звена в структурной форме имеет вид (рис. 2.9, б).

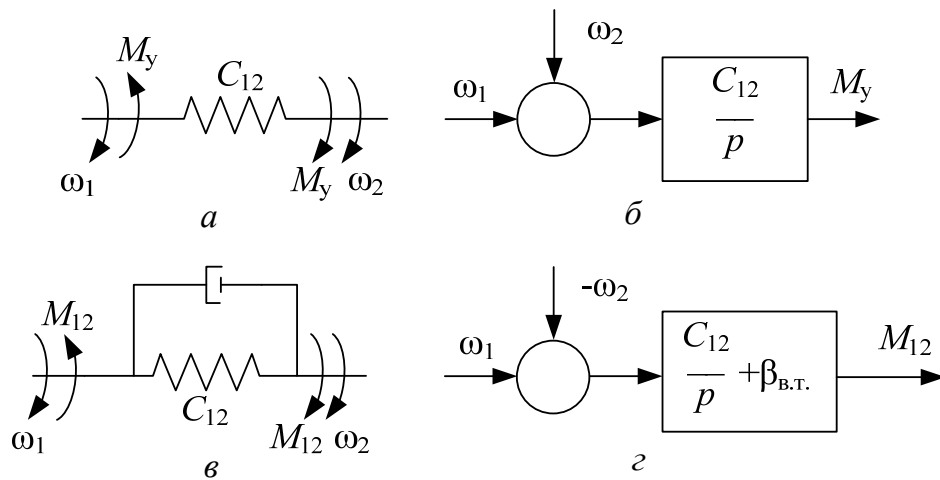


Рисунок 2.9 – Упругие механические звенья

Упругое звено с внутренним вязким трением схематически представлено на рис. 2.9, в.

Создаваемый таким звеном момент M_{12} равен сумме упругого момента M_y и момента вязкого трения $M_{в.т.}$.

$$M_{12} = M_y + M_{в.т.} = C_{12} \left[\int_0^t (\omega_1 - \omega_2) dt + \beta_{в.т.} (\omega_1 - \omega_2) \right], \quad (2.53)$$

где $\beta_{в.т.}$ – коэффициент внутреннего вязкого трения.

Из (2.53) после перехода к операторной форме следует передаточная функция звена

$$W_{12}(p) = \frac{M_{12}(p)}{\omega_1(p) - \omega_2(p)} = \frac{C_{12}}{p} + \beta_{в.т.} \quad (2.54)$$

и её представление в виде (рис. 2.9, г).

Расчётная схема упругого звена с зазором в кинематической передаче представлена на рис. 2.10, а. Если зазор разомкнут, упругая связь не передаёт момента (силы) и каждая из масс, расположенных по разные из его сторон, движется независимо друг от друга. После замыкания зазора вступает в действие упругая кинематическая связь. Характеристика зазора в виде угла закрутки упругой связи $\Delta\varphi'$ в функции разности углов поворота концов вала $\varphi_1 - \varphi_2$ представлена на рис. 2.10, б.

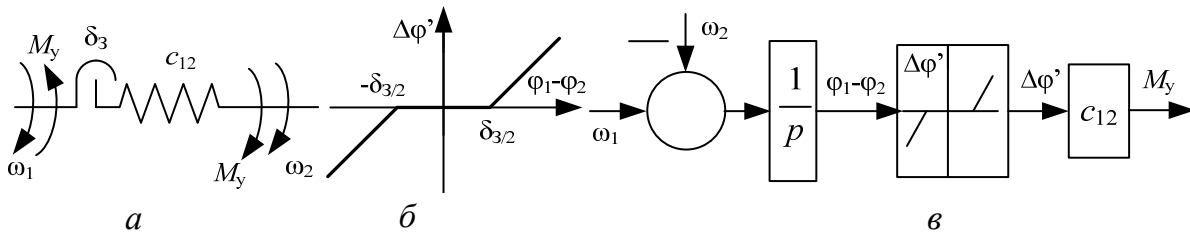


Рисунок 2.10 – Упругая кинематическая связь с зазором

Как видим, зависимость $\Delta\varphi' = f(\omega_1 - \omega_2)$ нелинейна. При $-\frac{\delta_3}{2} \leq \varphi_1 - \varphi_2 \leq \frac{\delta_3}{2}$, $\Delta\varphi = 0$, а, следовательно, и упругий момент $M_y = 0$. После выбора зазора оказываются справедливыми соотношения (2.50). Характеристика зазора отражена в структурной схеме кинематической связи нелинейностью $\Delta\varphi' = f(\varphi_1 - \varphi_2)$ (рис. 2.10, в).

Преобразование электрической энергии в механическую осуществляет электродвигатель. Математические соотношения, описывающие процесс формирования развиваемого двигателем момента в зависимости от управляющего воздействия представляются в структурной форме *звеном электромеханического преобразования энергии* (ЭМП). Управляющее воздействие определяется параметрами электрической энергии, питающей двигатель, а математическая модель звена – типом электродвигателя.

Математические модели звеньев электромеханического преобразования энергии в общем случае с учётом всех входов управляющих и возмущающих воздействий по напряжению, его частоте, магнитному потоку, с учетом нелинейностей электромагнитных взаимосвязей между обмотками могут быть достаточно сложны. Укажем лишь те, которые, не будучи слишком сложными, позволяют вскрыть особенности динамики электромеханических систем с трением, проявляющиеся в реальных электроприводах машин и механизмов.

Наиболее распространенным является представление звена ЭМП в виде апериодического звена 1-го порядка.

Вывод вида передаточной функции для двигателя постоянного тока независимого возбуждения приведен, например, в [27, 61, 73].

Для этого типа ЭД передаточная функция звена электромеханического преобразования может быть представлена в виде

$$W(p) = \frac{M(p)}{U_{\text{я}}(p) - e(p)} = \frac{K\Phi / R_{\text{я}}}{T_{\text{я}}p + 1}, \quad (2.55)$$

где $M(p)$, $U_{\text{я}}(p)$, $e(p)$ – выражения в операторной форме, соответственно, для момента двигателя, напряжения питания цепи якоря и ЭДС электродвигателя;

Φ – магнитный поток;

K – конструктивный коэффициент ЭД;

$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$ – электромагнитная постоянная времени якорной цепи,

где $R_{\text{я}}$ – активное сопротивление цепи якоря;

$L_{\text{я}}$ – индуктивность.

В структурной форме звено отображают в виде (рис. 2.11, а).

Учитывая, что $U_{\text{я}}/K\Phi = \omega_0$ – угловая скорость холостого хода электродвигателя, $e = K\Phi\omega$, где ω – угловая скорость вала электродвигателя,

$\frac{(K\Phi)^2}{R_{\text{я}}} = \beta = \left| \frac{dM}{d\omega} \right|$ – модуль жесткости статической механической характеристики электродвигателя $\omega = f(M)$, передаточную функцию звена

можно представить как

$$W(p) = \frac{M(p)}{\omega_0(p) - \omega(p)} = \frac{\beta}{T_{\text{я}}p + 1}, \quad (2.56)$$

апериодическим звеном 1-го порядка вида (рис. 2.11, б)

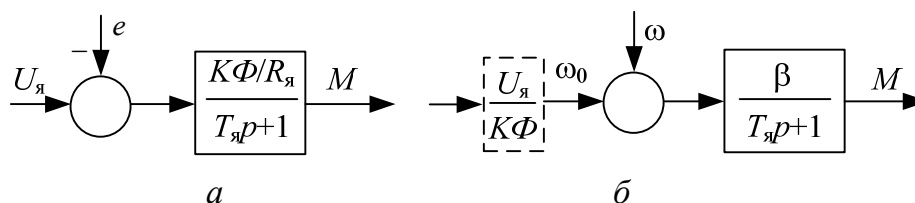


Рисунок 2.11 – Звено электромеханического преобразования энергии двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Величина ω_0 полностью определяет характер управляющего воздействия на звено ЭМП, поэтому при анализе внутренних динамических свойств ЭМС звено $\frac{U_{\text{я}}}{K\Phi}$ в структурную схему может не включаться.

Для синхронного электродвигателя величина развиваемого момента равна сумме двух моментов: $M_{\text{синх}}$ – синхронного, создаваемого обмоткой постоянного тока индуктора, и $M_{\text{ас}}$ – асинхронного, создаваемого короткозамкнутой пусковой обмоткой [27, 61, 73].

$$M = M_{\text{синх}} + M_{\text{ас}}. \quad (2.57)$$

В диапазоне углов вылета $-30^\circ < \theta < 30^\circ$ синхронный момент может с достаточной для практических целей точностью быть определён как

$$M_{\text{синх}} = C_{\text{эм}} \theta, \quad (2.58)$$

где $\theta = \int_0^t (\omega_0 - \omega) dt$, а $C_{\text{эм}} \approx \frac{M_{\text{ном}}}{\theta_{\text{ном}}}$ – коэффициент упругой электромагнитной связи СД.

Момент, развиваемый асинхронной короткозамкнутой обмоткой на рабочем линейном участке её механической характеристики, равен

$$M_{\text{ас}} = \beta_{\text{ас}} (\omega_0 - \omega), \quad (2.59)$$

где $\beta_{\text{ас}}$ – модуль жесткости механической характеристики асинхронной обмотки.

Таким образом, суммарный вращающий момент синхронного двигателя

$$M = c_{\text{эм}} \int_0^t (\omega_0 - \omega) dt + \beta_{\text{ас}} (\omega_0 - \omega), \quad (2.60)$$

что при переходе к операторной форме даёт следующий вид передаточной функции звена электромеханического преобразования

$$W(p) = \frac{M(p)}{\omega_0(p) - \omega(p)} = \frac{C_{\text{эм}}}{p} + \beta_{\text{ас}} \quad (2.61)$$

и, соответственно, математическая модель звена в структурной форме имеет вид, показанный на рис. 2.12.

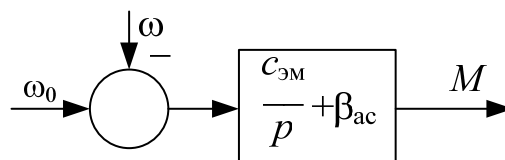


Рисунок 2.12 – Звено электромеханического преобразования энергии синхронного двигателя.

Отметим, что передаточная функция синхронного двигателя аналогична передаточной функции упругого механического звена с внутренним вязким трением, с тем лишь отличием, что роль упругой механической жёсткости C_{12} выполняет электромагнитная жёсткость $C_{эм}$, а роль коэффициента внутреннего вязкого трения $\beta_{в.т.}$ – жёсткость механической характеристики $\beta_{ас}$, создаваемой короткозамкнутой обмоткой. Это означает, что и динамические свойства, приносимые синхронным двигателем в электромеханическую систему, аналогичны – склонность к возникновению в ней колебательных процессов при изменениях управляющих и возмущающих воздействий из-за наличия электромагнитной жесткости и демпфирования колебаний за счет наличия короткозамкнутой обмотки.

Существующие относительно полные математические модели асинхронного двигателя более сложны. Эти модели приводятся, например, в [27, 61, 73] в виде уравнений обобщенной электрической машины во взаимоперпендикулярных осях статора и ротора, в виде 3-фазной модели с ненасыщенной магнитной системой. Однако и они не отображают в полной мере протекающие в каждой фазе реального АД процессы электромеханического преобразования энергии. В [61] утверждается, что в тех случаях, когда рабочая точка находится на участке статической механической характеристики АД близком к линейному (от точки холостого хода до $1,5M_n$), звено электромеханического преобразования энергии можно представить аperiodическим звеном 1-го порядка (рис. 2.13), где f_1 – частота напряжения статора;

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_n} \text{ – угловая скорость холостого хода;}$$

p_n – число пар полюсов;

β – модуль жесткости статической МХ на рабочем участке;

$$T_\gamma = \frac{1}{2\pi f_1 S_k} \text{ – электромагнитная постоянная звена, где } S_k \text{ – критическое скольжение АД.}$$

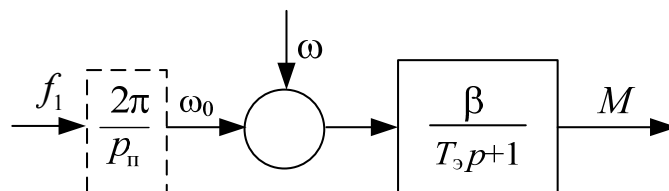


Рисунок 2.13 – Звено электромеханического преобразования энергии асинхронного электродвигателя

Для асинхронных короткозамкнутых электродвигателей величина $T_э \approx 0,06 - 0,006$ с.

Таким образом, во многих случаях при расчётах динамических процессов в электроприводах с двигателями постоянного тока и асинхронными, звено ЭМП можно полагать апериодическим звеном 1-го порядка.

При компьютерном моделировании математических процессов использовались и более полные математические модели АД, представляемые в виде обобщенной электрической машины. Такую возможность обеспечивает, например, пакет программ MATLAB Simulink.

Электродвигатель содержит также механическое звено – ротор с моментом инерции J_1 , на которое воздействует движущий момент M , и момент трения в подшипниках и от вентиляционных потерь – $M_{с1}$. С учетом данного звена математическая модель электродвигателя при двухмассовой механической расчетной схеме представляется в виде, показанном на рис. 2.14. В данной структурной схеме отражена внутренняя обратная связь по скорости ЭД ω_1 .

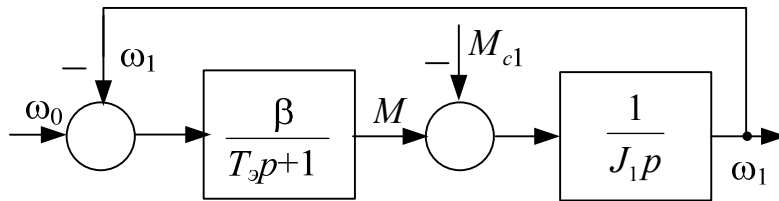


Рисунок 2.14 – Математическая модель электродвигателя

Отметим ещё одну форму представления звена ЭМП. Для оценки способностей демпфирования электродвигателем упругих механических колебаний, учитывая, что в реальных ЭП весьма часто $T_э \ll T_м$, можно принять $T_э = 0$. В этом случае звено ЭМП представляется в виде безынерционного звена (рис. 2.15).

Представленными выше структурными схемами звеньев электро-механического преобразователя не исчерпывается их разнообразие для различных типов электродвигателей. Принцип действия одних из них, например, шаговых, индукторных аналогичен синхронному двигателю, некоторых линейных ЭД – асинхронному. Вопрос использования в конкретных случаях вышеприведенных математиче-

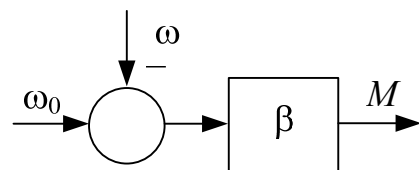


Рисунок 2.15

ских моделей звеньев ЭМП при решении задач динамики ЭМС с нелинейным трением следует решать с учётом конкретных условий динамического процесса.

Типовые звенья устройств управления и регулирования достаточно описаны в литературе по теории автоматического управления, например, [6, 35].

Автоматизированный электропривод представляет собой систему автоматического регулирования, вид которой, в частном случае отражающий функциональные взаимосвязи, может быть представлен на рис. 2.16. Динамические свойства каждой из составных частей ЭП определяются соответствующей передаточной функцией.

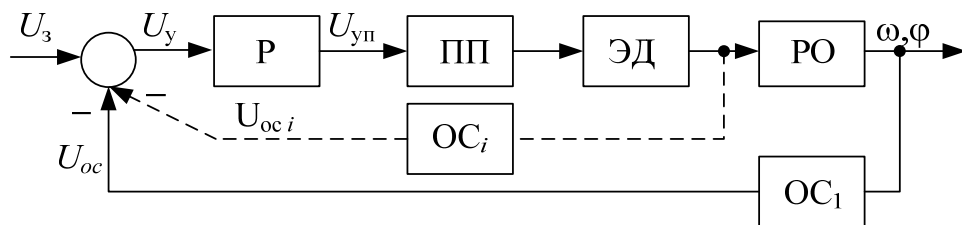


Рисунок 2.16 – Электромеханическая система автоматического регулирования

В рассматриваемой системе P – регулятор, вырабатывающий сигнал управления $U_{уп}$ полупроводниковым преобразователем ПП по входному сигналу управления U_y , представляющего в общем случае алгебраическую сумму сигнала задания U_3 и сигналов цепей обратных связей $U_{осi}$.

$$U_y = U_3 - \sum_{i=1}^k U_{осi} . \quad (2.62)$$

В изображении по Лапласу сигнал каждой обратной связи равен

$$U_{осi}(p) = x_i(p) \cdot W_{осi}(p) , \quad (2.63)$$

где x_i – величина (координата), по которой осуществляется обратная связь (ОС); $W_{осi}(p)$ – передаточная функция цепи ОС.

На выходе регулятора P формируется сигнал управления полупроводниковым преобразователем ПП.

$$U_{уп}(p) = W_p(p) \cdot U_y(p) , \quad (2.64)$$

где $W_p(p)$ – передаточная функция регулятора P .

В современном автоматизированном электроприводе источником питания электродвигателя являются обычно полупроводниковые преобразователи (ПП). В электроприводе постоянного тока это управляемые выпрямители (УВ), широтно-импульсные преобразователи (ШИП), изменяющие величину напряжения, в электроприводе переменного тока – автономные инверторы, преобразователи частоты с непосредственной связью (ПНС), изменяющие частоту, напряжение, либо частоту и напряжение одновременно тиристорные регуляторы напряжения (ТРН). Повышенная частота коммутации полупроводниковых ключей очень часто позволяет рассматривать полупроводниковый преобразователь как безынерционное звено с коэффициентом передачи K_{Π} . То есть

$$U_{\Pi} = K_{\Pi} \cdot U_{уп} \quad \text{либо} \quad f_{\Pi} = K_{\Pi} \cdot U_{уп} \quad (2.65)$$

дает возможность представить ПП в структурной форме в виде (рис. 2.17)

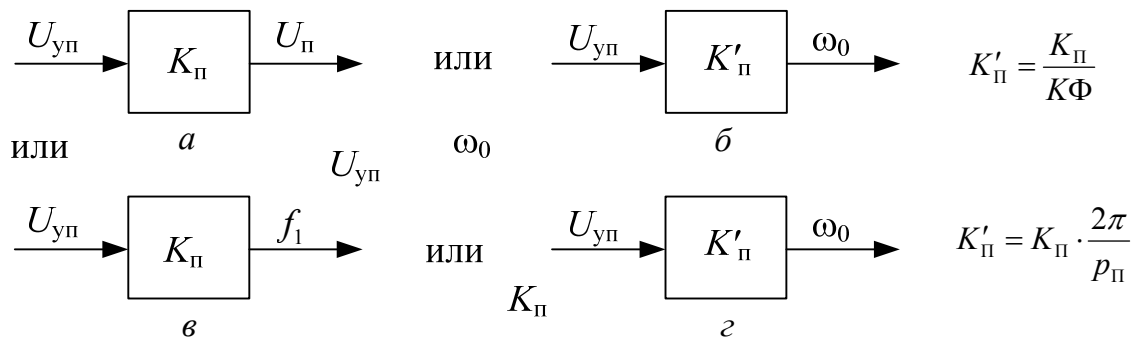


Рисунок 2.17 – Звено безынерционного полупроводникового преобразователя

Наличие сглаживающего фильтра в преобразователе делает иногда целесообразным представление передаточной функции в виде апериодического звена 1-го порядка (рис. 2.18, а, б), где T_{Π} – постоянная времени преобразователя.

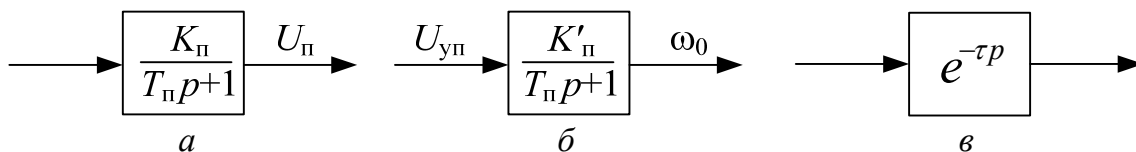


Рисунок 2.18 – Апериодические звенья полупроводниковых преобразователей

Дискретный характер выходного напряжения в управляемых выпрямителях и при широтно-импульсной модуляции отображается звеном с задержкой на время паузы τ . При этом звено ПП представляется в виде (рис. 2.18, в).

Целесообразность выбора той или иной формы представления звена полупроводникового преобразователя в математической модели ЭМС определяется рядом факторов:

1. Целью моделирования. Интересуют ли нас законы изменения входных механических координат или электромагнитные процессы в преобразователе и двигателе. В последнем случае выбираются более сложные модели.

2. Соотношением постоянных времени, периода модуляции и периода фрикционных колебаний. Постоянными времени на порядок и более меньшими остальных можно пренебрегать, полагая звено безынерционным.

3. Совпадением частот управляющих и возмущающих воздействий, а также модуляции с собственными частотами системы. В таких случаях динамический процесс по принужденной составляющей должен быть проанализирован особо из-за возможности возникновения резонансных процессов.

Наиболее распространенными видами регуляторов являются:

1. Пропорциональный (П-регулятор), в котором

$$U_{\text{уп}} = K_p \cdot U_y. \quad (2.66)$$

Его передаточная функция

$$W_p(p) = \frac{U_{\text{уп}}(p)}{U_y(p)} = K_p. \quad (2.67)$$

В структурной схеме это отображается видом звена (рис. 2.19, а).

2. Интегральный (И-регулятор). В котором

$$U_{\text{уп}} = U(0) + \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^t U_y(t) dt, \quad (2.68)$$

где $T_{\text{и}}$ – постоянная времени.

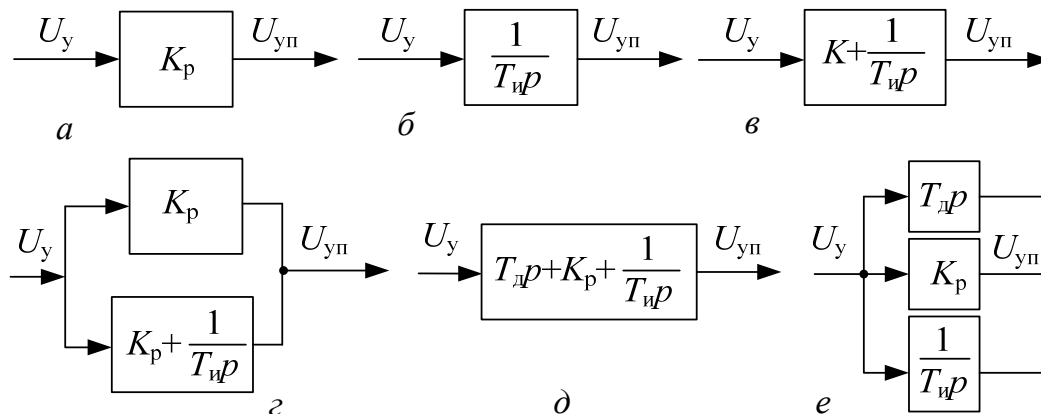


Рисунок 2.19 – Структурные звенья регуляторов

Для такого регулятора передаточная функция (с учетом нулевых начальных условий $U(0) = 0$) имеет вид

$$W_p(p) = \frac{U_{\text{уп}}(p)}{U_y(p)} = \frac{1}{T_{\text{и}} p}, \quad (2.69)$$

а математическая модель звена в структурной форме – рис. 2.19, б.

3. Пропорционально-интегральный (ПИ-регулятор), который имеет зависимость выходного сигнала от входного

$$U_{\text{уп}} = U(0) + k_p \cdot U_y + \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^t U_y(t) dt, \quad (2.70)$$

и передаточную функцию

$$W_p(p) = \frac{U_{\text{уп}}(p)}{U_y(p)} = K + \frac{1}{T_{\text{и}} p}, \quad (2.71)$$

и схематическое представление математической модели звена – на рис. 2.19, в, г.

4. Пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД-регулятор). В таком регуляторе

$$U_{\text{уп}} = U(0) + k_p \cdot U_y + T_{\text{д}} \frac{dU_y}{dt} + \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^t U_y(t) dt, \quad (2.72)$$

где $T_{\text{д}}$ и $T_{\text{и}}$, соответственно, постоянные времени дифференцирования и интегрирования

$$W_p(p) = \frac{U_{\text{уп}}(p)}{U_y(p)} = T_d p + K_p + \frac{1}{T_{\text{и}} p}. \quad (2.73)$$

Представление звена в математической модели ЭМС в структурной форме имеет вид (рис. 2.19, д и рис. 2.19, е).

Типовыми передаточными функциями цепей внешних обратных связей являются *жесткая* ОС, передающая на суммирующий узел сигнал, пропорциональный текущему значению регулируемой координаты x .

$$U_{\text{ос}} = K_{\text{ос}} \cdot x, \quad W_{\text{ос}}(p) = \frac{U_{\text{ос}}(p)}{x(p)} = K_{\text{ос}}.$$

Идеальная гибкая ОС осуществляет дифференцирование сигнала координаты

$$U_{\text{ос}} = T_{\text{ос}} \cdot \frac{dx}{dt}, \quad W_{\text{ос}}(p) = p T_{\text{ос}}, \quad W_{\text{ос}}(p) = \frac{U_{\text{ос}}(p)}{x(p)} = p T_{\text{ос}}. \quad (2.74)$$

Неидеальная гибкая ОС, реализуемая дифференцирующим звеном первого порядка [25], формирует сигнал на выходе

$$U_{\text{ос}} = K_{\text{ос}}(T p + 1).$$

Виды звеньев типовых передаточных функций представлены на рис. 2.20.

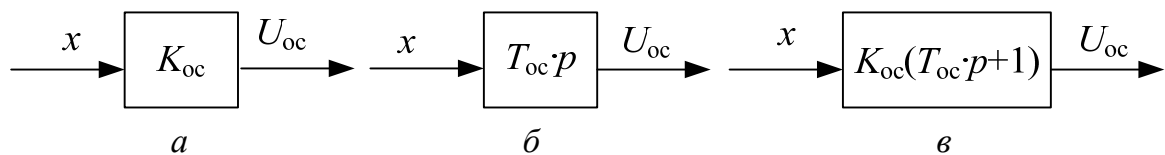


Рисунок 2.20 – Звенья цепей обратных связей

Отметим, что в аналоговых системах регулирования электропривода дифференцирование выше первого порядка обычно не применяется из-за снижения помехоустойчивости. Переход к цифровым устройствам управления и дискретным датчикам координат, как будет показано в подразделе 7.5 на примере предложенного принципа квазинейрорегулирования, расширяет возможности регулирования по оценке тенденций изменения координаты.

2.5. Построение математической модели в структурной форме.

Формула Мэзона

Математическая модель электромеханической системы в структурной форме представляется в виде структурной схемы.

Структурная схема состоит из следующих элементов (рис. 2.21):

- сумматоров, в которых осуществляется сложение либо вычитание сигналов
- динамических блоков направленного действия с передаточной функцией, отображающих динамические свойства составных частей функциональной схемы
- узлов ветвления, в которых сигнал разветвляется на несколько путей ведущих к различным элементам схемы
- линий связи, указывающих направление прохождения сигнала.

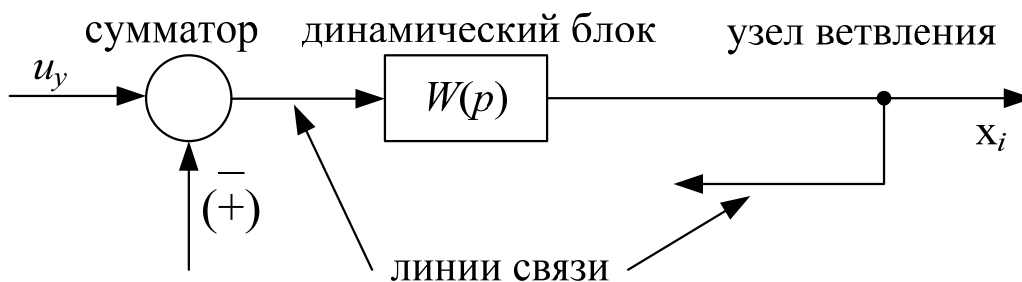


Рисунок 2.21 – Элементы структурной схемы

Структурная схема электромеханической системы строится по ее функциональной схеме. Вначале последовательно соединяются динамические блоки по направлению прохождения входного сигнала к выходной координате. Динамические свойства звеньев отображаются передаточными функциями, представленными в подразделе 2.4. После вышеуказанного построения замыкаются внутренние и внешние обратные связи от координаты к соответствующему сигналу на сумматорах.

Методику составления структурной схемы поясним на примере частотно-регулируемого электропривода подъёмного механизма, со стабилизирующей внешней обратной связью по скорости, функциональная схема которого приведена на рис. 2.22.

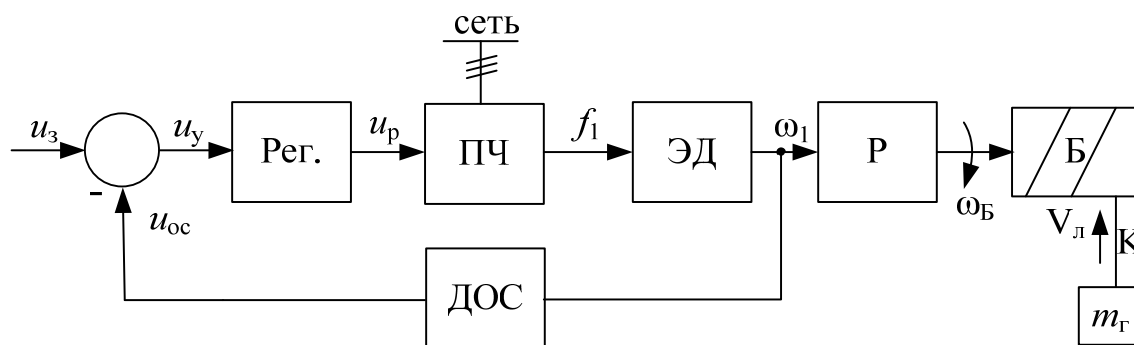


Рисунок 2.22 – Функциональная схема электропривода подъёмного механизма

В данной схеме: ПЧ – преобразователь частоты, ЭД – приводной электродвигатель, Р – редуктор, Б – барабан, К – канат, m_r – масса крюка с грузом, Рег. – регулятор, ДОС – датчик обратной связи, u_z – сигнал задания скорости.

Допущения, принимаемые при построении структурной схемы, определяются из условий работы и управления, требуемой точности моделирования, опыта работы и здравого смысла. Поскольку в рассматриваемом примере основная цель – уяснить технику составления структурной схемы, принимаемые допущения условны.

Анализ кинематической схемы показывает, что жесткость одной из механических связей – каната – существенно ниже остальных, поэтому в расчетной схеме механической части следует предусмотреть наличие упругой связи. Пусть к тому же длительно работавший редуктор имеет существенный износ зубьев и в расчетной схеме это должно быть отражено наличием зазора.

Выполним по соотношениям (2.22–2.38) приведение механических величин к скорости вала электродвигателя и произведём сопоставление значений однородных приведенных величин (моментов инерции, жесткостей упругих элементов и др.) Пусть расчеты показывают, что наименьшую приведенную жесткость имеет канат C_k , по сравнению с ней существенно большая, но требующая учета жесткость соединительных валов C_b , а связь по зубьям редуктора можно считать абсолютно жесткой. Принимаем также, что в канате следует учесть демпфирующее действие приведенным значением коэффициента внутреннего вязкого трения $\beta_{в.т.}$, а упругую связь через валы можно считать идеальной. Тогда, следуя направлению передачи механической энергии в двигательном режиме, приходим к следующей расчетной механической схеме (рис. 2.23).

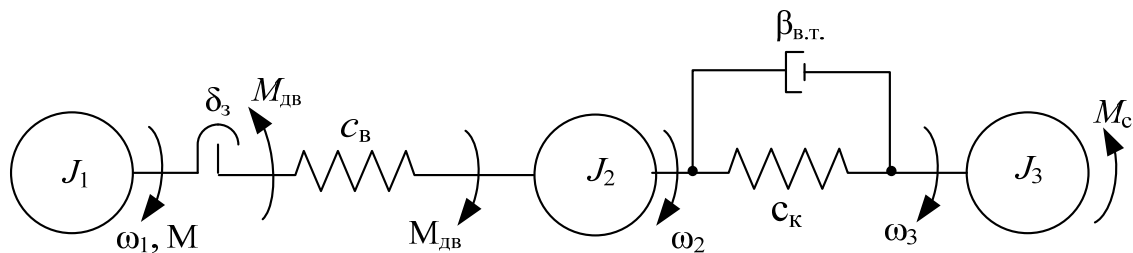


Рисунок 2.23 – Расчетная схема механической части

В данной схеме J_1 – суммарный момент инерции ротора двигателя и муфты, соединяющей его с редуктором, J_2 – приведенный момент инерции барабана, J_3 – приведенный к вращательному движению момент инерции эквивалентный массе груза m_T , δ_3 – приведенное значение зазора, а $\beta_{в.т.}$ – коэффициента внутреннего вязкого трения каната.

Вид передаточной функции звена электромеханического преобразования энергии определяем, полагая, что управление преобразователем частоты осуществляется асинхронным электродвигателем так, что рабочая точка не выходит за линейный участок механической характеристики электропривода. В этом случае для упрощенного анализа в соответствии с [61] вышеуказанное звено можно принять апериодическим 1-го порядка с электромагнитной постоянной времени T_3 .

Преобразователь частоты ПЧ и датчик обратной связи по скорости ДОС считаем безынерционными с коэффициентами передачи $K_{пч}$ и $K_{ос}$, соответственно. Передаточная функция регулятора определяется требованиями к статическим и динамическим показателям регулирования. Зададим её в общем виде

$$\frac{u_{уп}(p)}{u_y(p)} = W_p(p). \quad (2.75)$$

Первым этапом построения структурной схемы является вычерчивание в направлении прохождения входного сигнала динамических блоков электромеханических частей функциональной схемы (регулятора, преобразователя частоты, звена электромеханического преобразования энергии) с их передаточными функциями, представленными в подразделе 2.4, без замыкания обратных связей (рис. 2.24, а). На этом этапе обратные связи не вычерчиваются. На выходе каждого динамического блока указывается его выходная величина. Для расчетной механической схемы

(рис. 2.23) входными сигналами, воздействующими на массу J_1 , являются момент, развиваемый электродвигателем M , и упругий момент первой упругой связи $M_{дв}$. Далее в соответствии с направлением потока энергии в двигательном режиме строится последовательность передаточных функций: «первое механическое звено J_1 – нелинейный динамический блок зазора – первое упругое звено – второе механическое звено J_2 – упругая связь каната с учетом вязкого трения – 3-е механическое звено, соответствующее приведенной массе груза J_3 ».

На заключительном этапе замыкаются внутренние обратные связи в силовом канале от координаты к соответствующему сумматору, а затем и внешняя отрицательная обратная связь по регулируемой координате – скорости электродвигателя ω_1 , что дает структурную схему, представленную на рис. 2.24, б.

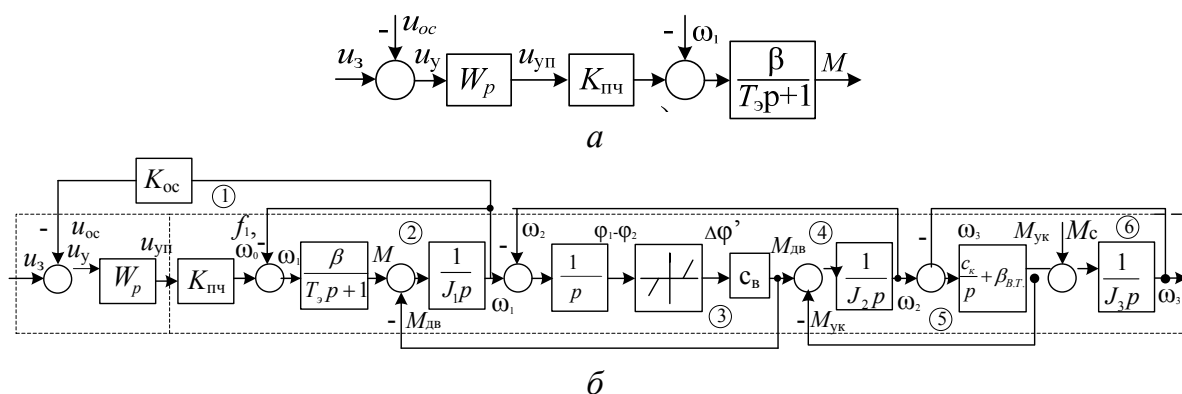


Рисунок 2.24 – Структурная схема электромеханической системы механизма подъема

Вышеописанная методика построения математической модели ЭМС, отличаясь относительной простотой, позволяет ощутить физическую сущность последовательного преобразования координат и завершается наглядной картиной взаимосвязей в системе.

Если система сколь угодно сложна, но линейна, то для получения аналитических соотношений структурная форма математической модели позволяет получать передаточные функции топологическим методом, используя формулу Мэсона и правила, описанные в [23]

$$W(p) = \frac{\sum_{i=1}^q P_i \cdot \Delta_i}{\Delta}, \quad (2.76)$$

где P_i – i -й путь от входного сигнала (либо возмущающего воздействия) к интересующей координате. Он представляет собой произведение передаточных функций всех входящих в него звеньев;

q – число путей;

Δ – определитель системы, вычисляемый как произведение

$$\Delta = \prod_{k=1}^m (1 - L_k)^* , \quad (2.77)$$

где L_k – передача k -го контура, представляющая произведение передаточных функций входящих в него звеньев (при этом ПФ отрицательной ОС учитывается со знаком «минус»);

m – число контуров схемы (например, в рассматриваемой схеме $m = 6$).

Знак $*$ означает, что при определении выражения все произведения, в которых присутствуют передачи соприкасающихся контуров, т. е. имеющих хотя бы одну общую ветвь или один общий узел, исключаются (принимаются равными нулю).

В развернутом виде формула (2.77) имеет вид

$$\Delta = 1 - \sum_1^m L_k + \sum_1^n L_i \cdot L_j - \sum_1^l L_i \cdot L_j \cdot L_k + \dots , \quad (2.78)$$

где n – число 2-х контуров, не имеющих общих ветвей или узлов;

l – число 3-х контуров, не имеющих общих ветвей или узлов;

Δ_i – алгебраическое дополнение i -го пути, определяемое путем удаления из определителя Δ всех членов, содержащих передачи ветвей, входящих в P_i .

Примеры эффективности использования топологического метода при получении передаточных функций замкнутых линейных систем приведены в главе 5.

Следует отметить, что для нелинейных электромеханических систем (какой, в частности, вследствие наличия зазора является представленная на рис. 2.24) для получения аналитических соотношений по формуле Мезона нужно линеаризовать систему в пределах линейных участков. В частности, во время разомкнутости зазора систему можно представить состоящей из двух самостоятельно движущихся линейных систем по обе стороны от зазора. Расчет переходных процессов в подобных системах целесообразно производить, используя типовые компьютерные программы.

2.6. Представление математических моделей в обобщённых безразмерных параметрах

В коэффициенты при переменных математической модели ЭМС входят величины, отображающие конструктивные, механические, физические, электромагнитные свойства составных частей системы, называемые параметрами. Например, в 3.1 будет показано, что, устанавливая динамические свойства одностепенной ЭМС с ОБТ с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, при составлении уравнений на начальном этапе было введено 5 параметров: J – суммарный приведенный момент инерции движущихся частей, L и R – индуктивность и активное сопротивление якорной цепи, β_c – жёсткость механической характеристики нагрузки, $K\Phi$ – произведение конструктивного коэффициента электродвигателя на значение магнитного потока.

При дальнейших выкладках, введя обобщенные параметры модуля жёсткости МХ электропривода $\beta = (K\Phi)^2 / R$, постоянные времени $T_m = J / \beta$ – электромеханическую и $T_\omega = L / R$ – электромагнитную, число параметров удалось сократить до четырёх. Окончательное же решение показало, что характер динамического режима по свободной составляющей, определяющий, в конечном счёте, возможность возникновения автоколебательного режима, зависит от соотношения двух обобщённых безразмерных параметров $m = T_m / T_\omega$ и $b = \beta_c / \beta$, то есть удалось не только вдвое сократить число параметров, но и сделать это, сохранив физичность обобщённых параметров, представляющих собой отношения параметров одинаковой размерности.

Это свидетельствует о том, что решающим по влиянию на движение системы является не значение исходного физического параметра, а проявление его в значениях обобщённых безразмерных параметров « b » и « m ». Вполне естественно попытаться изначально построить математическую модель в вышеуказанных параметрах.

Ниже приводятся теоретические обоснования схем перехода типовых звеньев ЭМС к структурной форме в обобщенных безразмерных параметрах и варианты представления в них математических моделей одностепенной и двухстепенной ЭМС. Некоторая подробность описания вызвана желанием пояснить специалистам механического профиля технику построения математических моделей в структурной форме, распространенную в теории электропривода.

Пусть исходная математическая модель одностепенной ЭМС в структурной форме имеет вид, представленный на рис. 2.25, а. От классиче-

ской структурной схемы (рис. 2.14) данная схема отличается представлением механического звена с передаточной функцией $1/Jp$ звеном вида $1/T_m \beta p$, поскольку электромеханическая постоянная времени $T_m = J/\beta$. Кроме того, в этой модели предполагается линейная зависимость момента сопротивления нагрузки от скорости ω :

$$M_c = M_{c0} + \beta_c \omega,$$

что обеспечило охват механического звена обратной связью с передачей β_c .

Перенеся параметр β через сумматор вправо в соответствии с правилом переноса, получим математическую модель вида (рис. 2.25, б).

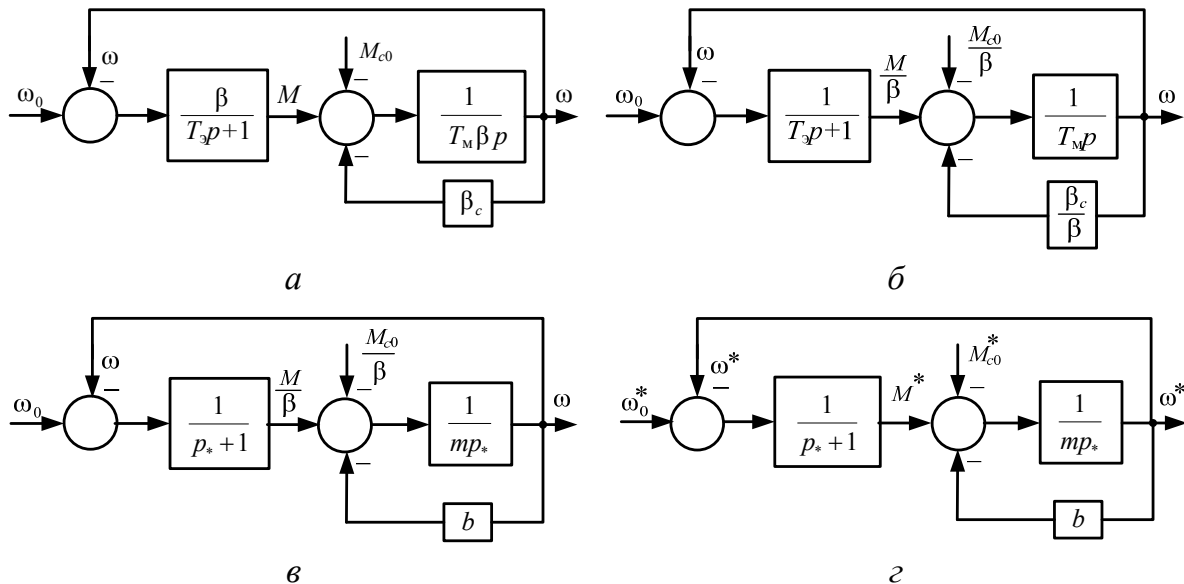


Рисунок 2.25 – Структурные схемы одномассовой ЭМС в физических и безразмерных параметрах

Если ввести безразмерное время

$$t_* = t/T_э, \quad (2.79)$$

(т. е. за единицу времени считать значение постоянной времени $T_э$), которому соответствует безразмерный оператор

$$p_* = \frac{d}{dt_*} = pT_э, \quad (2.80)$$

безразмерный параметр $b = \beta_c / \beta$, представляющий отношение жесткости механической характеристики нагрузки к модулю жесткости МХ электропривода, и безразмерный параметр $m = T_M / T_\gamma$, то так как

$$p = \frac{p_*}{T_\gamma} \quad \text{и} \quad pT_M = p_* \frac{T_M}{T_\gamma} = mp_*, \quad (2.81)$$

с учетом соотношений (2.80) и (2.81) математическая модель может быть представлена в виде (рис. 2.25, в).

Координаты ω и M в математической модели могут быть также представлены в виде относительных величин. Приняв в качестве базовых величин значения скорости холостого хода $\omega_\delta = \omega_{0e}$ для естественной характеристики электродвигателя и момента короткого замыкания $M_\delta = \beta\omega_{0e}$, исходя из соотношения

$$M = \beta(\omega_0 - \omega), \quad (2.82)$$

получаем

$$\frac{M}{\beta\omega_{0e}} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_{0e}}, \quad (2.83)$$

или в относительных единицах

$$\omega_0^* - \omega^* = M^*. \quad (2.84)$$

Подача на вход схемы (рис. 2.25, в) относительных значений скорости ω_0^* , ω^* приводит к математической модели рассматриваемой ЭМС в виде (рис. 2.25, з), в которой число параметров, определяющих динамические свойства системы, сокращено до двух – m и b . Следует обратить внимание, что для данной схемы базовым значением момента является не момент короткого замыкания по естественной характеристике электродвигателя, а момент короткого замыкания, определяемый жесткостью β механической характеристики разомкнутой системы электропривода по соотношению $M_\delta = \beta\omega_{0e}$.

Таким образом, математическая модель одномассовой ЭМС может быть представлена в виде (рис. 2.28, з).

Переход к безразмерным координатам упрощает выражение характеристического полинома и анализ замкнутой ЭМС, особенно при нескольких внешних обратных связях.

Ниже описано построение структурной схемы в безразмерной форме 2-х массовой разомкнутой ЭМС с ОВТ. Для данной схемы в качестве обобщенных выбраны безразмерные параметры, предложенные в [61]:

- коэффициент соотношения масс

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}, \quad (2.85)$$

откуда:

$$\frac{J_2}{J_1} = \gamma - 1; \quad (2.86)$$

- относительная электромеханическая постоянная первой массы

$$T_{m1}^* = T_{m1} \cdot \Omega_{12}, \quad (2.87)$$

где

$$T_{m1} = \frac{J_1}{\beta},$$

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{C_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}; \quad (2.88)$$

- относительная электромагнитная постоянная времени

$$T_g^* = T_g \Omega_{12}; \quad (2.89)$$

- отношение квадратов частот недемпфированных механических колебаний к электромеханическим

$$\nu = \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{эм}^2}, \quad (2.90)$$

где:

$$\Omega_{эм} = \frac{1}{\sqrt{T_g T_m}}; \quad (2.91)$$

- безразмерный оператор определим как

$$p^* = \frac{p}{\Omega_{12}}, \quad (2.92)$$

что соответствует единице измерения времени равной $t_* = \frac{T_{12}}{2\pi}$, т. е. приблизительно в 6 раз меньше периода недемпфированных механических колебаний, а также ранее введенное отношение жёсткости механической характеристики нагрузки к модулю жёсткости механической характеристики электропривода

$$b = \frac{\beta_c}{\beta}. \quad (2.93)$$

В качестве базовых величин для координат принимаем: $\omega_\delta = \omega_{0e}$ – скорость холостого хода по естественной характеристике и $M_\delta = \beta\omega_{0e} = M_{кз\ e}$ – момент короткого замыкания при линейности механической характеристике и модулю её жёсткости, равном β .

Ниже приводится обоснование представления вида типовых звеньев 2-х массовой ЭМС в безразмерных параметрах.

Установим соответствие между физическими параметрами и безразмерными. Из (2.86) и (2.93) получаем

$$T_\vartheta p = T_\vartheta \Omega_{12} p^* = T_\vartheta^* p^*. \quad (2.94)$$

Из (2.90) и (2.91) имеем

$$T_\vartheta = \frac{1}{T_{m1} \Omega_{эм}^2} = \frac{v}{T_{m1} \Omega_{12}^2}, \quad (2.95)$$

откуда:

$$T_\vartheta p = \frac{v}{T_{m1}^*} p^*. \quad (2.96)$$

Переход к безразмерным координатам осуществим, разделив известные физические соотношения на базовые величины.

Например, для звена электромеханического преобразования энергии:

$$\frac{\beta(\omega_0 - \omega)}{\beta\omega_{0e}} = \frac{M}{\beta\omega_{0e}}, \quad \text{т.е.} \quad \omega_0^* - \omega^* = M^*.$$

Тогда звено электромеханического преобразования энергии представляется в виде (рис. 2.26):

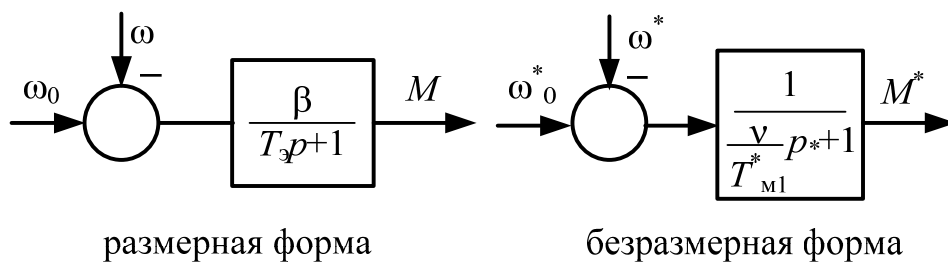


Рисунок 2.26 – Структурные схемы звена электромеханического преобразования энергии

Для первого механического звена, учитывая, что:

$$\frac{M - M_y}{\beta \omega_{0e}} = \frac{J_1}{\beta \omega_{0e}} \cdot \frac{d\omega_1}{dt}, \quad (2.97)$$

то есть:

$$M^*(p) - M_y^*(p) = T_{m1} p \cdot \omega_1^*(p),$$

$$T_{m1} p = T_{m1} \cdot \Omega_{12} \cdot \frac{p}{\Omega_{12}} = T_{m1}^* p^*, \quad (2.98)$$

или

$$(M^*(p) - M_y^*(p)) \frac{1}{T_{m1}^* p^*} = \omega_1^*(p). \quad (2.99)$$

Из соотношения (2.99) следует структурная схема звена в виде, представленном на рис. 2.27, б.

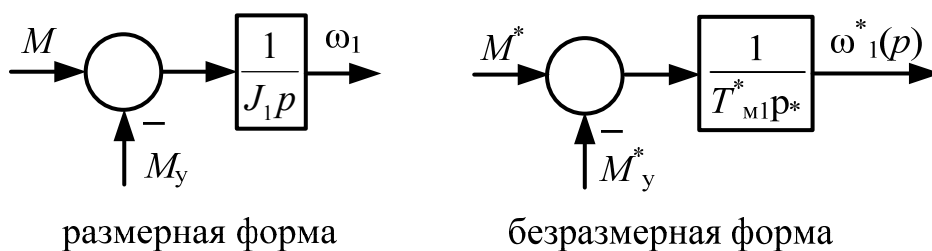


Рисунок 2.27 – Структурные схемы 1-го механического звена 2-массовой ЭМС

Для упругого механического звена справедливо

$$\frac{1}{\beta \omega_{0e}} \int_0^t C_{12} (\omega_1 - \omega_2) dt = \frac{M_y}{\beta \omega_{0e}},$$

или в операторной форме:

$$\frac{C_{12}}{\beta p} [\omega_1^*(p) - \omega_2^*(p)] = M_y^*(p). \quad (2.100)$$

Из (2.88) следует:

$$C_{12} = \frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2} \Omega_{12}^2 = \frac{J_2}{\gamma} \Omega_{12}^2, \quad (2.101)$$

откуда

$$\frac{C_{12}}{\beta p} = \frac{J_2 \Omega_{12}^2 J_1}{\gamma \cdot \beta \cdot p \cdot J_1} = \frac{T_{M1} \Omega_{12}}{\gamma p / \Omega_{12}} \frac{J_2}{J_1} = \frac{T_{M1}^*}{p^*} \left(1 - \frac{1}{\gamma} \right), \quad (2.102)$$

и тогда с учетом (2.102) имеем (рис. 2.28, б):

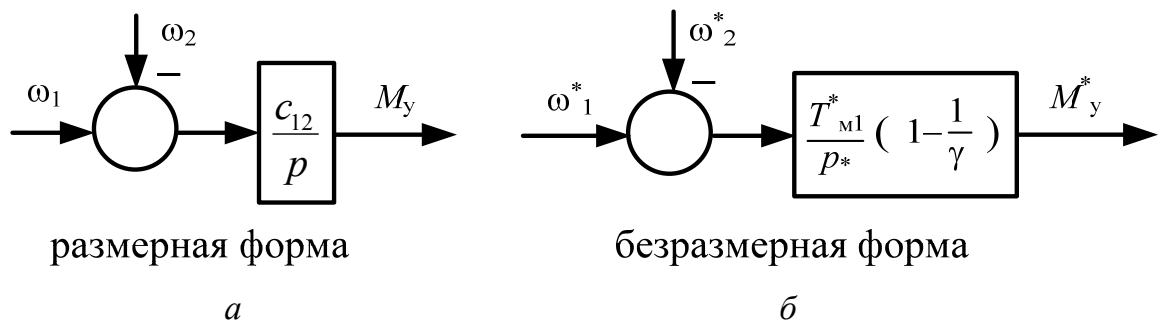


Рисунок 2.28 – Структурные схемы упругого кинематического звена

Для второго механического звена с массой J_2 справедливо:

$$\frac{M_y - (M_{c0} + \beta_c \omega_2)}{\beta \omega_{0e}} = \frac{J_2 \frac{d\omega_2}{dt}}{\beta \omega_{0e}}$$

или

$$M_y^*(p) - M_{c0}^* - b \omega_2^*(p) = \frac{J_2}{\beta} p \omega_2^*(p). \quad (2.103)$$

Так как

$$\frac{J_2}{\beta} p = \frac{J_2}{\beta} p \frac{J_1}{J_1} \frac{\Omega_{12}}{\Omega_{12}} = T_{M1}^* (\gamma - 1) p^*, \quad (2.104)$$

то имеем:

$$\omega_2^*(p) = \frac{M_y^*(p) - b\omega_2^*(p) - M_{c0}^*}{T_{M1}^*(\gamma - 1)p^*}. \quad (2.105)$$

То есть, структурная схема 2-го механического звена в безразмерных обобщенных параметрах с нагрузкой $M_c = M_{c0} + \beta_c \omega_2$.

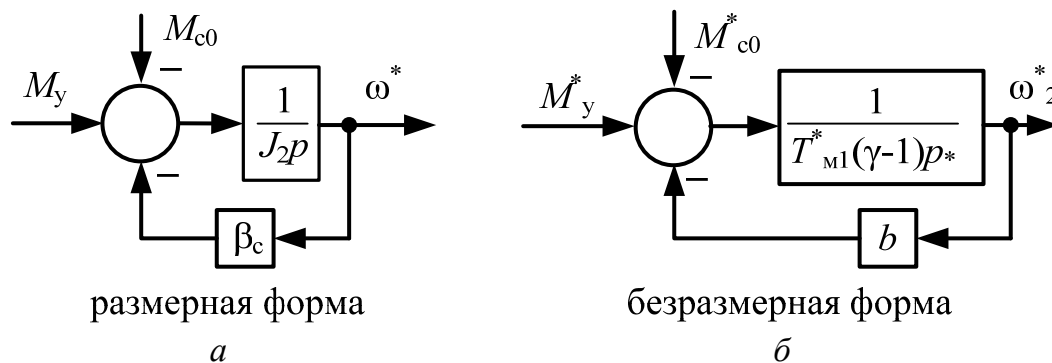


Рисунок 2.29 – Структурные схемы 2-го механического звена

Как видим, переход к обобщенным параметрам сохраняет характер преобразования звеном входного сигнала. Интегрирующее звено сохраняется интегрирующим, апериодическое 1-го порядка – таким же, безынерционное – безынерционным.

Это значит, что сохраняется и характер изменения переменных динамического процесса, что важно при поиске допущенных при моделировании некорректностей.

Полная математическая модель разомкнутой двухмассовой ЭМС с отрицательным вязким трением в безразмерных параметрах с относительными координатами имеет вид:

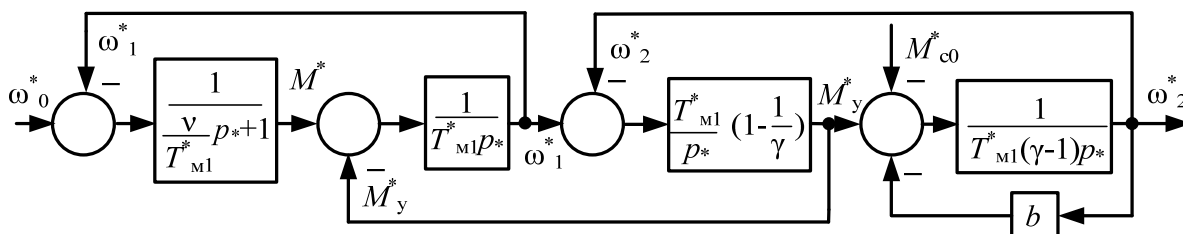


Рисунок 2.30 – Структурная схема 2-х массовой ЭМС в безразмерных параметрах

В главе 4 на примере разомкнутой 2х-массовой ЭМС с отрицательным вязким трением показано, как использование безразмерных параметров и безразмерного оператора дифференцирования позволило получить общие соотношения для построения границ устойчивости ЭМС и определения возможности возникновения фрикционных колебаний.

2.7 Типовые звенья электромеханических систем и их динамические характеристики

Из изложенного выше видно, что передаточные функции ряда звеньев, отличающихся по физической природе, в математическом отношении аналогичны.

Динамические свойства типовых звеньев удобно уяснить по виду так называемой *переходной функции*, отображающей закон изменения сигнала на выходе при изменении сигнала на входе в виде единичного скачка, равном $x(t) = 1$ [6, 15, 35].

Знание этих свойств весьма полезно при установлении соответствия рассчитанных на компьютере временных диаграмм динамических процессов электромеханической системы ожидаемому физическому результату и при поиске ошибок при моделировании.

Уравнение динамики звена электромеханической системы составляется, исходя из физических законов. При этом коэффициенты при переменных величинах могут иметь произвольные значения. Для удобства унификации звена и учета влияния коэффициентов на динамические свойства уравнение динамики обычно приводится к стандартной форме.

Переходная функция $h(t)$ представляет собой решение стандартного уравнения динамики звена при нулевых начальных условиях и входном сигнале $x(t) = [1]$.

Преобразование уравнения динамики к стандартной форме поясним на примере колебательного звена, которое первоначально было получено в виде

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = bx. \quad (2.106)$$

Это уравнение можно представить в стандартной форме, разделив на a_0 ,

$$T^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 2T\xi \frac{dy}{dt} + y = kx, \quad (2.107)$$

где

$$T = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}}; \quad \xi = \frac{a_1}{2a_0 T}; \quad k = \frac{b}{a_0},$$

которое в операторной форме примет вид

$$(T^2 p^2 + 2T\xi p + 1)y(p) = kx(p),$$

что, в свою очередь, определит передаточную функцию как

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{T^2 p^2 + 2T\xi p + 1}. \quad (2.108)$$

Укажем некоторые из типовых звеньев, наиболее часто используемых в структурных схемах электромеханических систем.

Усилительное (или безынерционное) звено имеет уравнение связи между выходной и входной величинами вида

$$y = kx, \quad (2.109)$$

где k – коэффициент передачи (усиления), в операторной форме

$$y(p) = kx(p).$$

Передаточная функция

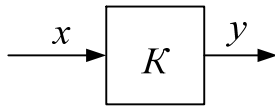
$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = k, \quad (2.110)$$

а переходная –

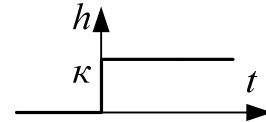
$$h(t) = k[1]. \quad (2.111)$$

Математическая модель звена в структурной форме имеет вид, показанный на рис. 2.31, *а*, а переходная функция – на рис. 2.31, *б*

Переходная функция показывает, что выходной сигнал без задержек повторяет характер входного сигнала, изменяя его значение умножением на коэффициент передачи k .



a – структурная схема



б – переходная функция

Рисунок 2.31 – Усилительное звено

В электромеханических системах свойствами такого звена из ранее рассмотренных обладают усилители, преобразователи, звено электромеханического преобразования электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением при упрощающем допущении о возможности неучета их инерционных либо импульсных свойств.

Апериодическое звено первого порядка. Его уравнение динамики сводится к виду

$$T \frac{dy}{dt} + y = kx, \quad (2.112)$$

в операторной форме

$$(Tp + 1)y(p) = kx(p), \quad (2.113)$$

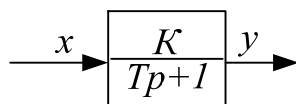
передаточная функция

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{Tp + 1}.$$

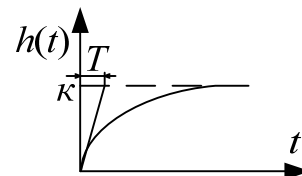
Переходная функция имеет вид

$$h(t) = k \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right), \quad (2.114)$$

т. е. при подаче скачкообразного сигнала $x(t) = [1]$ с течением времени выходной сигнал апериодически стремится к значению k (рис. 2.32, б).



a – структурная схема



б – переходная функция

Рисунок 2.32 – Апериодическое звено 1-го порядка

При этом нарастание происходит тем медленнее, чем больше постоянная времени T .

В структурных схемах ЭМС таким образом представляют некоторые виды полупроводниковых преобразователей, звеньев электромеханического преобразования энергии некоторых типов электродвигателей при учете влияния электромагнитной инерционности, цепи внешних обратных связей.

Апериодическое звено 2-го порядка

Уравнение динамики

$$T^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 2T\xi \frac{dy}{dt} + y = kx, \quad (2.115)$$

в операторной форме

$$(T^2 p^2 + 2T\xi p + 1)y(p) = kx(p).$$

При $\xi \geq 1$ обеспечиваются вещественные значения корней однородного уравнения

$$p_1 = -\frac{1}{T_1}, \quad p_2 = -\frac{1}{T_2}.$$

Передающая функция звена

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{T^2 p^2 + 2T\xi p + 1} = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (2.116)$$

может быть представлена как последовательное соединение двух апериодических звеньев с постоянными времени T_1 и T_2 .

Переходная функция (рис. 2.33, б) имеет вид

$$h(t) = k \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right) \quad (2.117)$$

Подобный тип звена имеет, например, структурная схема электропривода с электродвигателем постоянного тока с независимым возбуждением при соотношении электромагнитной T_γ и электромеханической T_m постоянных времени $T_m \geq 4 T_\gamma$.

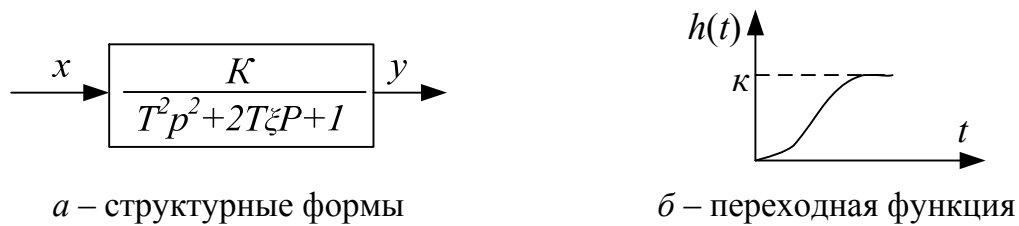


Рисунок 2.33 – Аperiodическое звено 2-го порядка

Колебательное звено имеет математическое описание и вид передаточной функции, как у предыдущего

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{T^2 p^2 + 2T\xi p + 1}, \quad (2.118)$$

однако в отличие от аperiodического звена 2-го порядка значение $\xi < 1$.

Это обуславливает значения корней характеристического уравнения в виде сопряженных комплексных чисел

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega,$$

где

$$\alpha = \frac{\xi}{T}, \quad \Omega = \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{T}, \quad (2.119)$$

и вид переходной функции

$$h(t) = k \left[1 - Ae^{-\alpha t} \sin(\Omega t + \varphi) \right], \quad (2.120)$$

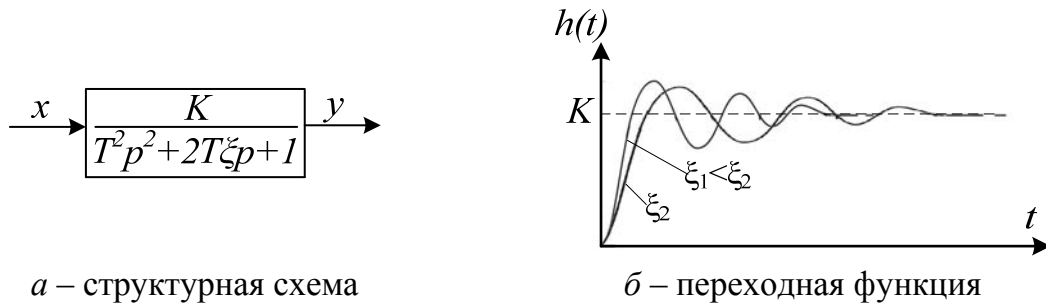
где $A = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}$, $\varphi = \arcsin \sqrt{1-\xi^2}$ – постоянные интегрирования, определенные при нулевых начальных условиях.

Из вышеприведенных соотношений следует, что переходной процесс при $0 < \xi < 1$ носит колебательный затухающий характер. При этом затухание происходит тем быстрее, чем больше значение ξ , называемое коэффициентом демпфирования. Такое звено называют устойчивым колебательным звеном [35].

При $\xi = 0$ затухания нет, что свидетельствует об отсутствии рассеяния колебательной энергии, запасенной в инерционных элементах звена,

то есть о незатухающих колебаниях: такое звено называется консервативным. Структурные схемы вышеуказанных звеньев и их переходные функции представлены на рис. 2.34.

1. Устойчивое звено $0 < \xi < 1$



2. Консервативное звено $\xi = 0$

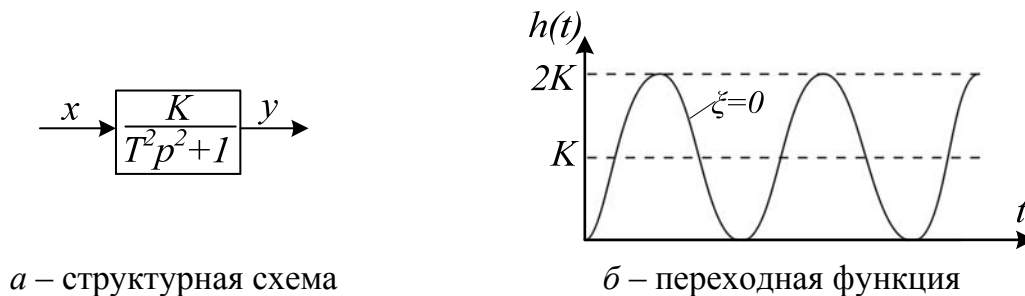


Рисунок 2.34 – Колебательные звенья

В электромеханических системах колебательными звеньями могут быть представлены электродвигатели и одномассовые электромеханические системы при $T_m < 4T_0$, двухмассовые механические системы с упругой связью.

Особый интерес в свете исследования электромеханических систем с отрицательным вязким трением представляет колебательное звено, когда значение $\xi < 0$. В этом случае передаточная функция приобретает вид

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{T^2 p^2 - 2T|\xi| + 1}, \quad (2.121)$$

а переходная функция

$$h(t) = Ae^{\alpha t} \sin(\Omega t + \varphi). \quad (2.122)$$

Ее выражение свидетельствует о расходящемся характере колебательного процесса, т. е. при $t \rightarrow \infty$ амплитуда колебаний также стремится к ∞ , вследствие положительности вещественной части корней характеристического уравнения $p_{1,2} = \alpha \pm j\Omega$.

Такое звено называют также неустойчивым колебательным звеном. Структурная схема и переходная характеристика данного звена представлены на рис. 2.35.

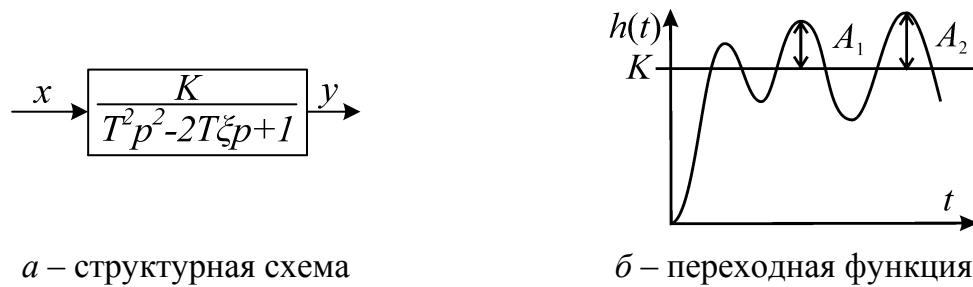


Рисунок 2.35 – Неустойчивое колебательное звено

Как будет далее показано, расходящийся колебательный процесс в электромеханической системе с нелинейным трением при определенных условиях приводит к возникновению автоколебательного режима.

Интегрирующее звено. Уравнение динамики интегрирующего безынерционного звена имеет вид

$$y = k \int_0^t x dt, \quad (2.123)$$

следовательно $\frac{dy}{dt} = kx$,

а интегрирующего инерционного –

$$T \frac{dy}{dt} + y = k \int_0^t dx, \quad (2.124)$$

в операторной форме соответственно

$$py(p) = kx(p) \quad (2.125)$$

и

$$py(p) + y(p) = \frac{k}{p} x(p).$$

Передаточные функции этих звеньев имеют вид
безынерционного

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{p}, \quad (2.126)$$

инерционного

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{p(Tp + 1)}. \quad (2.127)$$

Переходная функция интегрирующего безынерционного звена $h(t) = kt$, что свидетельствует о линейном возрастании выходного сигнала с течением времени (рис. 2.36, б).

Ожидаемый характер изменения сигнала на выходе каждого звена структурной схемы способствует при моделировании установлению истинности закона изменения выходной координаты.

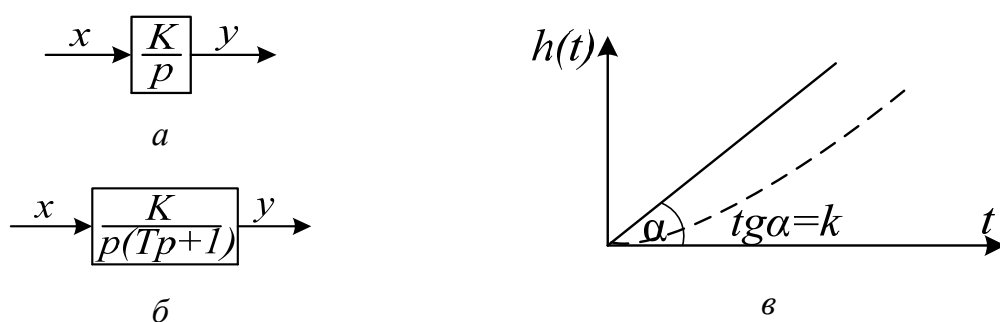


Рисунок 2.36 – Интегрирующее звено:
а – безынерционное; б – инерционное; в – вид переходных функций:
————— – безынерционного звена; - - - - - – инерционного звена

Различают также инерционное интегрирующее звено, динамическое уравнение которого

$$T^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{dy}{dt} = kx \quad (2.125)$$

соответствует передаточной функции

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{p(Tp + 1)}. \quad (2.126)$$

Переходная функция звена имеет вид

$$h(t) = k \left[1 - T \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \right], \quad (2.127)$$

а характер ее изменения во времени (рис. 2.36, *в* – пунктирная линия) показывает, что она с отставанием аperiodически стремится к темпу нарастания выходного сигнала, характерному для безынерционного интегрирующего звена.

Дифференцирующее звено (идеальное) имеет уравнение динамики

$$y = k \frac{dx}{dt}, \quad (2.128)$$

в операторной форме

$$y(p) = kpx(p),$$

передаточная функция

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = pk \quad (2.129)$$

При подаче на вход единичной ступенчатой функции $x(t) = [1]$ выходной сигнал должен быть импульсом бесконечно большой амплитуды с бесконечно малой длительностью (т. е. δ -функцией, если $k = 1$). Переходная функция (рис. 2.37, *б*) $h(t) = k\delta(t)$.

Очевидно, что физически реализовать данное звено невозможно.

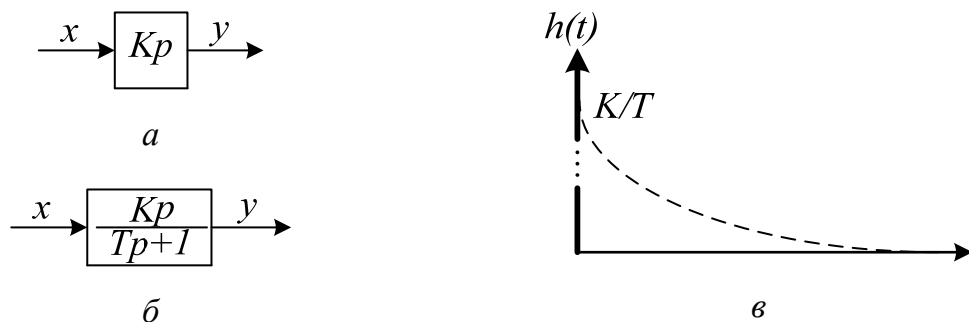


Рисунок 2.37 – Дифференцирующие звенья.

Структурные схемы:

a – идеального звена; *б* – реального (инерционного); *в* – переходные характеристики идеального (жирная линия) реального (пунктирная кривая)

Реальное (инерционное) дифференцирующее звено имеет стандартную форму уравнения динамики

$$T \frac{dy}{dx} + y = k \frac{dx}{dt}, \quad (2.130)$$

в операторной форме

$$(Tp + 1)y(p) = kpx(p),$$

передаточную функцию

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{kp}{Tp + 1}. \quad (2.131)$$

Переходная функция как решение уравнения динамики при нулевых начальных условиях и входном сигнале в виде единичной ступенчатой функции $x(t)=[1]$ имеет вид

$$h(t) = \frac{k}{T} - e^{-\frac{t}{T}}.$$

Приближение динамических свойств реального дифференцирующего звена к идеальному достигается выбором достаточно малого значекния постоянной времени T .

Интегрирующие и дифференцирующие звенья широко используются в регуляторах и цепях обратных связей для обеспечения требуемых статических показателей ЭМС.

Глава 3

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ОДНОМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С НЕЛИНЕЙНЫМ ТРЕНИЕМ

В данной главе показано, что характер динамических режимов одномассовой ЭМС с нагрузкой, зависящей от скорости более многообразен, нежели для широко описанного классического случая, при $M_c = const$. Для ЭМС с нелинейным трением определяются условия, при которых возможен автоколебательный режим, даже если внешние обратные связи отсутствуют.

3.1. Математическая модель системы с нагрузкой типа «пара трения»

Рассмотрим электромеханическую систему, схематично изображённую на рис. 3.1, считая её одномассовой. Примем также, что колесо не катится, а лишь проскальзывает по поверхности, т. е. линейная скорость на ободе колеса равна скорости скольжения $V = V_{ск}$, а следовательно, и для угловых скоростей $\omega = \omega_{ск}$. Характеристика трения в виде зависимости коэффициента трения от скорости скольжения $\Psi = f(V_{ск})$ показана на рис. 3.2, а, а линеаризованная характеристика момента трения, как механической характеристики нагрузки $M_c = f(\omega_{ск})$ – на рис. 3.2, б.

Найдём уравнение динамики ЭМС, выполнив в данном случае процедуру её составления классическим методом.

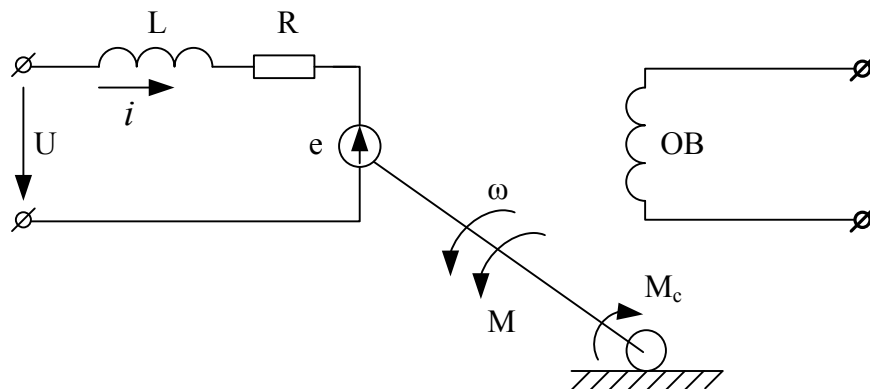


Рисунок 3.1 – Физическая модель одномассовой ЭМС

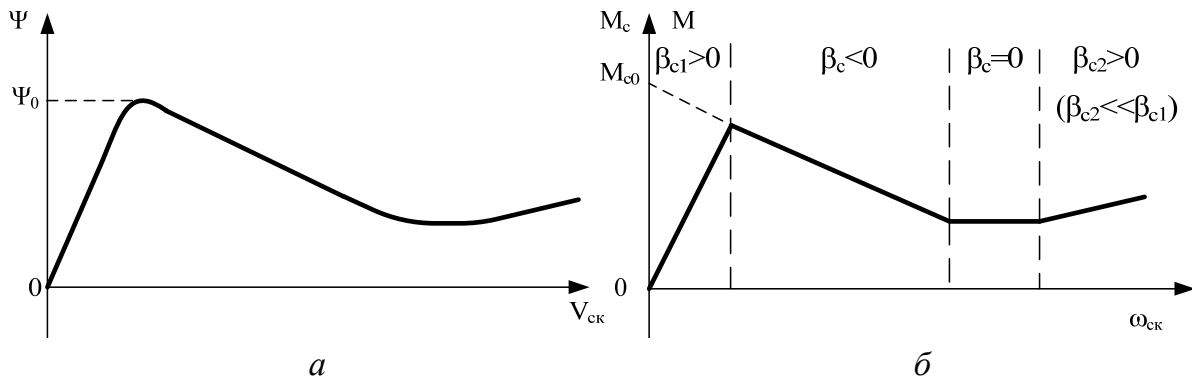


Рисунок 3.2 – Характеристика трения

Уравнения механики включают в себя:

- уравнение движения

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.1)$$

где M – движущий момент электропривода;

J – полный момент инерции ЭМС;

M_c – момент сопротивления нагрузки, который в общем случае описывается зависимостью при принятой линеаризации характеристики трения:

$$M_c = M_{c0} + \beta_c \omega. \quad (3.2)$$

Выражение (3.2) справедливо для каждого из линеаризованных участков МХ нагрузки, при соответствующих каждому из них значениях M_{c0} и $\beta_c = \Delta M_c / \Delta \omega_{ск}$ – жесткости механической характеристики нагрузки.

Уравнение силовой электрической цепи имеет вид:

$$U = e + L \frac{di}{dt} + Ri, \quad (3.3)$$

где i – ток якорной цепи.

В уравнения электромеханического преобразования энергии входят выражение для ЭДС электродвигателя

$$e = K\Phi\omega \quad (3.4)$$

и момента ЭД

$$M = K\Phi i. \quad (3.5)$$

Продифференцировав (3.1) и произведя в полученное уравнение подстановки из (3.2÷3.5) с учётом, что

$$\frac{L}{R} = T_{\text{э}} - \text{электромагнитная постоянная времени ЭМС};$$

$$\frac{(K\Phi)^2}{R} = \beta - \text{модуль жёсткости статической МХ электропривода};$$

$$\frac{J}{\beta} = T_{\text{м}} - \text{электромеханическая постоянная времени};$$

$$\frac{U}{K\Phi} = \omega_0 - \text{скорость холостого хода},$$

приведём систему уравнений к виду

$$\beta T_{\text{э}} T_{\text{м}} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + (\beta T_{\text{м}} + \beta_{\text{с}} T_{\text{э}}) \frac{d\omega}{dt} + (\beta + \beta_{\text{с}}) \omega = \beta \omega_0 + M_{\text{ср}}. \quad (3.6)$$

Введём два безразмерных обобщённых параметра

$$b = \frac{\beta_{\text{с}}}{\beta} \quad \text{и} \quad m = \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{э}}} \quad (3.7)$$

и, перейдя к операторной форме, представим характеристическое уравнение в виде

$$p^2 + \frac{1}{T_{\text{м}}}(m + b)p + \frac{1}{T_{\text{э}} T_{\text{м}}}(b + 1) = 0. \quad (3.8)$$

Как известно, закон изменения во времени свободной составляющей динамического процесса определяется корнями характеристического уравнения, которые в рассматриваемом случае равны

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\text{м}}}(m + b) \pm \frac{1}{2T_{\text{м}}} \sqrt{(m + b)^2 - 4m(b + 1)}. \quad (3.9)$$

Покажем преимущество использования математической модели в структурной форме для нахождения характеристического уравнения системы.

В соответствии с методикой, изложенной в главе 2, структурная схема системы имеет вид (рис. 3.3):

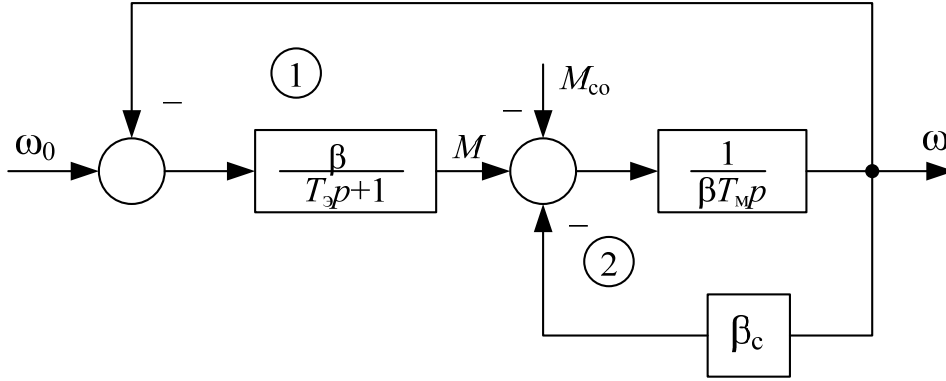


Рисунок 3.3 – Математическая модель одномассовой ЭМС в структурной форме

Воспользуемся топологическим методом получения передаточной функции по управляющему воздействию, предложенным в [23].

Схема имеет один путь, равный произведению передач входящих в него ветвей

$$P_1 = \frac{1}{T_m p (T_3 p + 1)}, \quad (3.10)$$

два контура с передачами (учитывая отрицательный характер внутренних единичных обратных связей)

$$L_1 = -\frac{1}{(T_3 p + 1) T_m p}; \quad (3.11)$$

$$L_2 = -\frac{\beta_c}{\beta T_m p} \quad (3.12)$$

и определитель

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2). \quad (3.13)$$

Алгебраическое дополнение Δ_1 к пути P_1 равно выражению определителя Δ , в котором передачи ветвей контуров, касающихся пути P_1 принимаются равными нулю. Следовательно, $\Delta_1 = 1$, т. к. контуры (1) и (2) имеют ветви, входящие в путь P_1 .

Подставив в формулу Мэсона

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta} \quad (3.14)$$

из выражений (3.10÷3.13) получим

$$W(p) = \frac{\beta}{\beta T_{\text{э}} T_{\text{м}} p^2 + (\beta T_{\text{м}} + \beta_{\text{с}} T_{\text{э}}) p + (\beta + \beta_{\text{с}})}, \quad (3.15)$$

в котором знаменатель является характеристическим полиномом, совпадающим с выражением (3.6).

Как видим, применение топологического метода существенно сократило количество промежуточных выкладок, необходимых при получении характеристического уравнения классическим методом (к тому же в значительной мере опущенных). Представление структурной схемы в безразмерных обобщенных параметрах (рис. 2.25, *a*) вообще позволило бы получить передаточную функцию системы записью в одну строку.

Поскольку представление звена электромеханического преобразования энергии апериодическим звеном 1-го порядка справедливо и для асинхронных электродвигателей (АД) в пределах линейного участка МХ, полученное выражение корней характеристического уравнения (3.9) может быть использовано и для данного типа электродвигателей, если рабочая точка во время динамического процесса не выходит за пределы этого участка.

3.2. Области динамических режимов

Определим возможный характер динамического режима одномассовой ЭМС по свободной составляющей в зависимости от значений её параметров «*b*» и «*m*».

Известно, что процесс носит колебательный характер, если корни характеристического полинома комплексные, и апериодический, если вещественные.

Отрицательное значение подкоренного выражения в (3.9) имеет место при

$$(m + b)^2 - 4m(b + 1) < 0. \quad (3.16)$$

Нетрудно показать, что условие (3.16), т. е. колебательного характера динамического режима, выполняется, если справедливо неравенство

$$m - 2\sqrt{m} < b < m + 2\sqrt{m}. \quad (3.17)$$

Это имеет место при значениях параметров « b » и « m », лежащих в плоскости внутри параболической кривой рис. 3.4.

Вне этой области и на её границе корни характеристического уравнения вещественны, а динамические процессы носят аperiodический характер. Система консервативна, т. е. возбужденные в ней колебания сохраняются, не изменяясь по амплитуде, если корни чисто мнимые, что выполняется при

$$b + m = 0 \quad \text{или} \quad \frac{b}{m} = -1. \quad (3.18)$$

Эти значения параметров « b » и « m » определяются точками, принадлежащими прямой ОВ.

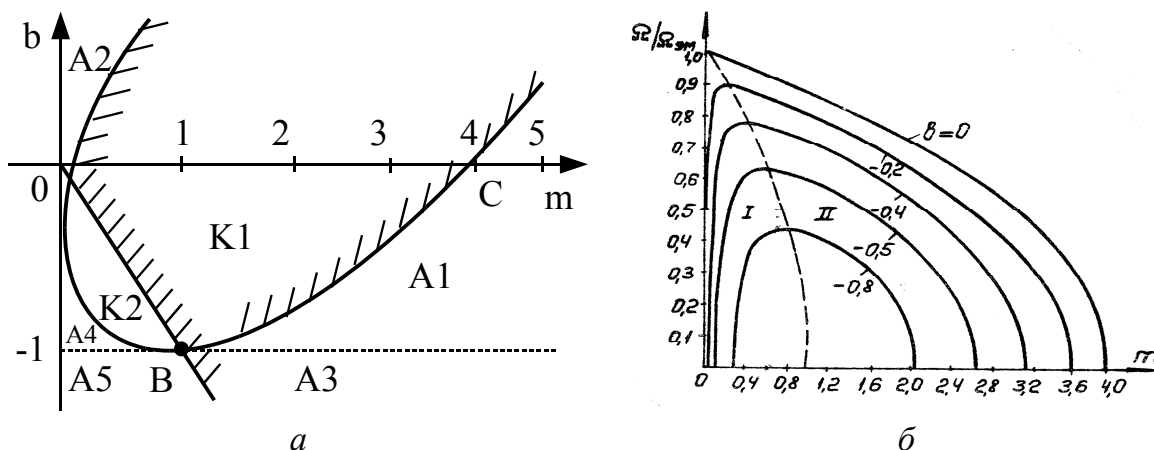


Рисунок 3.4:

- а) области динамических режимов одномассовой ЭМС;
б) угловая частота колебаний ЭМС ОБТ

Переходный процесс носит затухающий характер, если вещественная часть корней в выражении (3.9) отрицательна. Для области колебательных режимов такие процессы имеют место при условии

$$m + b > 0 \quad \text{или} \quad b/m > -1, \quad (3.19)$$

т. е. рабочая точка, определяющая состояние системы параметрами « b » и « m », лежит правее прямой ОВ (область K1) (рис. 3.4, а).

Левее прямой ОВ находится область расходящегося колебательного процесса (внутренняя часть отштрихованной линии – область K2). С физической точки зрения существование данной области объясняется тем,

что при соответствующих ей соотношениях параметров « b » и « m » рассеиваемая за период колебания энергия меньше колебательной энергии, введенной в электромеханическую систему.

Угловая частота колебательных процессов, соответствующих областям К1 и К2, определяется отрицательными значениями подкоренного выражения (3.9) и может быть представлена как

$$\Omega = \frac{1}{2T_M} \sqrt{4m - (m - b)^2}. \quad (3.20)$$

Учитывая, что собственная частота недемпфированных колебаний одномассовой ЭМС

$$\Omega_{\text{ЭМ}} = \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Э}} T_M}}, \quad (3.21)$$

нетрудно получить, что

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{ЭМ}}} = \frac{1}{2} \sqrt{4 - \frac{(m - b)^2}{m}}. \quad (3.22)$$

Влияние параметра b на относительное значение угловой частоты колебательного процесса ЭМС ОБТ отражено на рис. 3.4, б. Как видим, отношение жесткостей статических механических характеристик электропривода и нагрузки на падающем участке существенно влияет на значение угловой частоты колебаний как для расходящегося – область К2, рис. 3.4, а (значения левее пунктирной кривой рис. 3.4, б), так и сходящегося режимов (область К1 ниже оси m , рис. 3.4, а). Точки пересечения кривых с осью m (рис. 3.4, б) соответствуют переходу от колебательного к апериодическому характеру динамического процесса.

Апериодические переходные процессы имеют затухающий характер при условии, что значения корней характеристического уравнения $p_{1,2}$ вещественные и отрицательные. Нетрудно показать, что это обеспечивается, когда точка статического равновесия принадлежит области А1 или А2.

Области А3, А4 и А5 (рис. 3.4) соответствуют расходящимся апериодическим переходным процессам. При этом следует обратить внимание, что области А3 и А5 лежат ниже уровня $b = -1$, т. е. $\beta_c < -\beta$, что, как известно, соответствует зоне статической неустойчивости системы.

Вышеизложенное позволяет сделать следующие выводы:

1. Характер динамического режима (по свободной составляющей) простейшей одномассовой электромеханической системы с электромагнитной инерционностью и статическим моментом нагрузки, зависящим от скорости, определяется совокупностью значений лишь 2-х обобщённых параметров: b – отношением жёсткости механической характеристики нагрузки к модулю жёсткости механической характеристики электропривода и m – отношением электромеханической постоянной времени к электромагнитной.

2. В плоскости обобщённых параметров « b » и « m », в общем случае, существует 7 характерных областей динамических режимов (2 колебательных, 5 апериодических). Широко известное условие колебательности одномассовой электромеханической системы при $M_c = \text{const}$ ($m < 4$) является лишь частным случаем принадлежности параметров ЭМС отрезку ОС оси абсцисс m (рис. 3.4, a).

3. Среди областей динамических режимов в зоне статической устойчивости ($b > -1$) существуют области динамической неустойчивости, в которых имеют место расходящиеся процессы: колебательный – К2 и апериодический – область А4. Данным областям соответствует пребывание рабочих точек на «падающем» участке механической характеристики нагрузки.

3.3. Понятие функции диссипации. Условия существования автоколебательного режима

Характеристическое уравнение, определяющее динамические свойства системы по свободной составляющей, можно привести в нормированному виду

$$p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_k p^k + \dots + a_1 p + a_0 = 0 \quad (3.23)$$

или представить в виде

$$(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_k) \dots (p - p_1) = 0, \quad (3.24)$$

где p_k – корни уравнения.

Каждой паре комплексно сопряжённых корней

$$p_{k,k+1} = -\alpha_k \pm j\Omega_k \quad (3.25)$$

соответствует колебательная подсистема (звено), динамический режим которой соответствует уравнению

$$p^2 + 2\alpha_k p + \Omega_{0k}^2 = 0 \quad (3.26)$$

и составляющая от данной пары корней, изменяющаяся по закону

$$x_k(t) = A_{km} e^{-\alpha_k t} \sin(\Omega_k t + \psi_k). \quad (3.27)$$

где $\Omega_k^2 = \Omega_{0k}^2 - \alpha_k^2$ в общем выражении свободной составляющей

$$x(t) = \sum_1^a x(t).$$

Положительность коэффициента при 2-м члене квадратного уравнения (3.26) определяет затухающий характер колебаний. В физических и технических колебательных звеньях затухание связано с рассеянием (диссипацией) введённой в них колебательной энергии. В [70] предложено оценивать быстроту рассеивания по значению так называемой *функции диссипации*.

$$f(t) = \alpha \left(\frac{dx}{dt} \right)^2, \quad (3.28)$$

которая характеризует величину рассеиваемой мощности. Если же величина α отрицательна, амплитуда свободных колебаний со временем нарастает, а это значит, что в процессе колебания в подсистему вводится дополнительная колебательная энергия. Функция диссипации при этом отрицательна.

Покажем, что в условиях рассматриваемого вида нелинейности механической характеристики пары трения расходящийся динамический режим перейдёт в автоколебательный.

Пусть точка статического равновесия рассматриваемой одномассовой ЭМС (точка С), для которой выполняется условие статической устойчивости, лежит на падающем участке характеристики трения (рис. 3.5, а) и при этом параметры электромеханической системы «b» и «m» принадлежат области К2 – точка Q (рис. 3.5, б) расходящегося колебательного процесса.

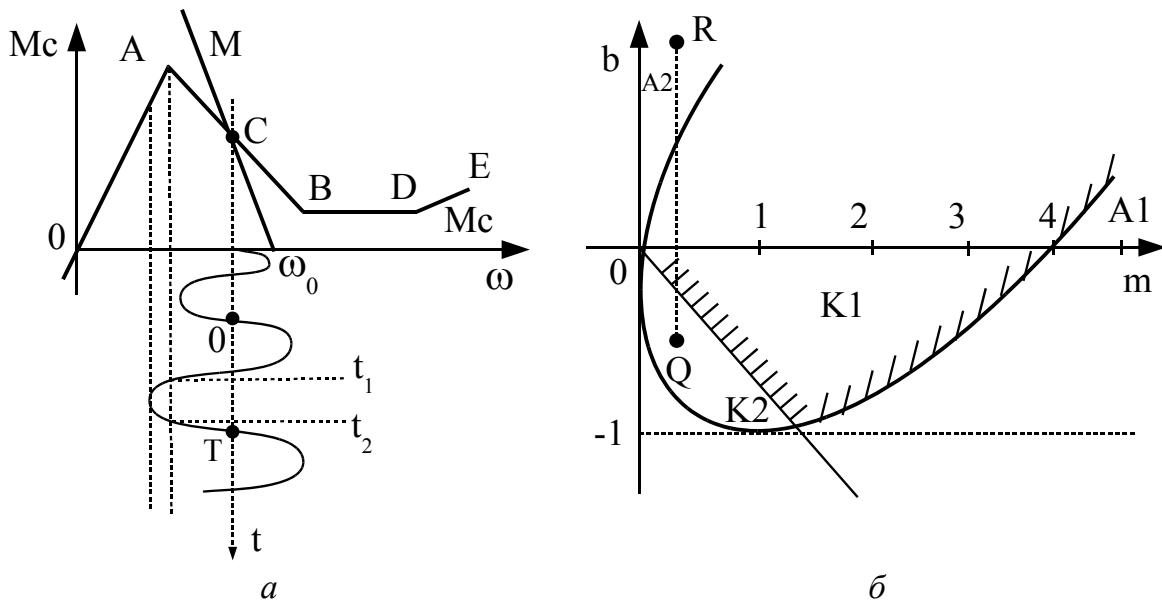


Рисунок 3.5 – Автоколебательный режим

Необходимым условием автоколебательного режима нелинейной системы является знакопеременность функции диссипации [70]. С физической точки зрения это означает, что в процессе колебания должны быть интервалы как рассеяния, так и ввода колебательной энергии, запасаемой в реактивных элементах.

В нашем случае, в соответствии с выражением (3.9) в связи с колебательностью T_m и m данное условие сводится к знакопеременности функции

$$f(t) = (1 + b/m)(d\omega/dt)^2. \quad (3.29)$$

Знакопеременность обеспечивается при перемещении рабочей точки в процессе расходящихся колебаний с участка АВ на другие участки (ОА, ВД, ДЕ) (рис. 3.5, а). Действительно, из рис. 3.5, б видно, что в области К2 (например, точка Q) когда рабочая точка находится на падающем участке АВ, отношение $b/m < -1$, а следовательно, и функция диссипации $f(t)$ отрицательна. При переходе рабочей точки на восходящий участок, например ОА, параметр «b» изменяется. Теперь состояние ЭМС соответствует точке R – сходящегося аperiodического процесса в области А2 (временной интервал $t_1 \div t_2$ (рис. 3.5, а). В этом случае значение $b/m > 0$, поэтому функция $f(t)$ на данном участке положительна $f(t) > 0$.

Достаточным условием установления стационарного режима автоколебаний является равенство нулю интеграла от функции диссипации за период [70].

$$\int_0^T (1 + b/m) (d\omega/dt)^2 dt = 0, \quad (3.30)$$

что с физической точки зрения означает равенство за период колебания введенной в систему колебательной энергии – энергии, рассеянной в виде потерь.

С учётом того, что величина « b » в течение периода изменяет знак и принимает различные по модулю значения, условие (3.28) представляется в виде

$$(1 + b_1/m) \int_{t_1}^{t_2} (d\omega/dt)^2 dt = \left(\frac{|b_2|}{m} - 1 \right) \left[\int_0^{t_1} (d\omega/dt)^2 dt + \int_{t_2}^T (d\omega/dt)^2 dt \right], \quad (3.31)$$

где $b_1 = \beta_{c1}/\beta > 0$; $b_2 = \beta_{c2}/\beta < 0$, причём β_{c1} и β_{c2} , соответственно – жёсткости характеристики нагрузки на участках ОА и АВ.

Физически соотношение (3.31) означает, что колебательная энергия, введенная в систему и оставшаяся не рассеянной за время пребывания рабочей точки на падающем участке характеристики нагрузки, рассеивается во время перемещения рабочей точки по восходящему участку ОА. Выполнение условия (3.29) даже при относительной непродолжительности интервала $[t_1; t_2]$ обеспечивается не только изменением знака жёсткости β_c , но и существенным возрастанием её абсолютного значения в данном интервале.

Соотношение (3.31) позволяет уяснить также физический смысл отношения b/m и параметров $b = \beta_c/\beta$. Отношение b/m для восходящих участков характеристики трения характеризует способность электромеханической системы к рассеиванию колебательной энергии. Чем больше данное отношение, тем выше демпфирующие свойства системы.

Величина отрицательного значения b/m указывает на способность системы аккумулировать колебательную энергию в инерционных звеньях при движении рабочей точки по падающему участку характеристики трения. При этом, чем более крутой наклон МХ нагрузки при прочих равных

условиях (β_c более отрицательна), тем больше колебательной энергии запасет ЭМС ОБТ.

Посмотрим, как развивается процесс автоколебаний, когда начальное состояние ЭМС определяется точкой статического равновесия С (рис. 3.5, а), значение параметров « b » и « m » для которой соответствуют области К2. Вследствие незначительных флуктуационных возмущений, неизбежно существующих при работе электропривода, возникают небольшие по амплитуде колебания. Их расходящийся характер приводит к увеличению амплитуды с каждым периодом до тех пор, пока рабочая точка в процессе колебаний не начинает выходить на восходящий участок ОА, что приводит к их стабилизации и установлению стационарного колебательного режима. Величина, определяемая разностью правой и левой частей соотношения (3.31), пропорциональна введённой за период и оставшейся нерассеянной колебательной энергии. Как видим, эта величина зависит от отношения $b_2 = \beta_{c2} / \beta$ и тем больше, чем круче наклон падающего участка характеристики момента сил трения. Очевидно, если точка С будет лежать ближе к участку ВД (рис. 3,5), стабилизирующее расходящийся процесс действие будет иметь место и при перемещениях рабочей точки на участке ВД (рис. 3.5), т.к. в этом случае $\beta_c = 0$, $b = 0$ и согласно (3.29) функция $f(t)$ положительна. Для реального вида характеристики трения (рис. 3.3, а), функция диссипации в процессе перемещения рабочей точки непрерывно меняется, так как меняется жёсткость характеристики нагрузки $\beta_c = \beta_c(\omega)$ и $f(t) = [1 + b(\omega) / m] (d\omega / dt)^2$. Изменение знака $f(t)$ на положительный, свидетельствующее о начале интервала преобладания рассеивания колебательной энергии, начинается при скоростях несколько меньших, чем при $\beta_c = 0$. Гладкий характер характеристики трения обеспечит вид колебательного процесса близкий к гармоническому, т. е. форму нерелаксационных автоколебаний.

Аналогичные выше изложенные соображения, объясняющие природу установления стационарного автоколебательного режима, справедливы и для случаев, когда характеризующая ЭМС на падающем участке нагрузки отображающая точка принадлежит области расходящегося аperiodического процесса А4. Автоколебания при этом носят релаксационный характер.

Как уже отмечалось, знакопеременность функции диссипации означает наличие в пределах цикла интервала ввода и рассеивания колебательной энергии. Но, если процесс рассеивания свойственен практически

любой реальной системе вследствие потерь, то пополнение её происходит при определённых обстоятельствах, например, наличия элементов с отрицательным динамическим сопротивлением, отрицательным вязким трением и др. Поскольку $f(t)$ пропорциональна коэффициенту при 2-м члене характеристического уравнения, условие $f(t) < 0$ означает неустойчивость системы на определённых интервалах цикла. Поэтому необходимым условием возникновения автоколебательного режима является факт динамической неустойчивости ЭМС на определённых временных интервалах периода колебаний. А это возможно при перемещении рабочей точки по падающему участку характеристики трения, т. е. на участке с отрицательным вязким трением.

Следует отметить, что вывод о возможности установления фрикционных автоколебаний в одномассовой ЭМС с двигателем постоянного тока независимого возбуждения носит, в основном, теоретический характер. В практических системах электропривода сочетание значений параметров « b » и « m », принадлежащих областям расходящихся процессов К2 и А4 (рис. 3.4, а) может иметь место редко. Данный вывод интересен, главным образом, как факт нетривиальности динамических режимов в электромеханических системах с трением и подтверждения необходимости большего внимания к их изучению.

3.4. Условия существования фрикционных автоколебаний в электроприводе с синхронным электродвигателем

Использованная ранее структурная схема электромеханического преобразования энергии в виде апериодического звена 1-го порядка применима для двигателей постоянного тока независимого возбуждения и асинхронных двигателей в пределах линейного участка их механических характеристик [61]. Передаточная функция звена электромеханического преобразования синхронного ЭД (СД), как известно [61], отличается от предыдущего вида, поэтому вопрос о динамической неустойчивости ЭМС с СД при наличии отрицательного вязкого трения требует самостоятельного изучения. Это тем более целесообразно, поскольку жесткость механической характеристики синхронного двигателя $\beta_{сд} = \infty$ и следовательно параметр $b = \beta_c / \beta = 0$.

Казалось бы, согласно рис. 3.5 динамический режим должен быть сходящимся. Однако особенности динамических свойств синхронного электродвигателя таковы, что в одномассовой ЭМС с ОВТ на основе СД также может возникнуть расходящийся динамический процесс, который в условиях нелинейной фрикционной нагрузки переходит в автоколебательный. Докажем это утверждение.

Функциональная схема рассматриваемого электропривода приведена на рис. 3.6, а, где СД – синхронный двигатель, ПМ – передаточный механизм, РО – рабочий орган, создающий момент трения $M_{\text{ро}}(\omega)$, зависящий от скорости.

Полагая кинематические связи абсолютно жесткими, а механические величины приведенными к скорости электродвигателя ω , представим структурную схему в виде рис. 3.6, в.

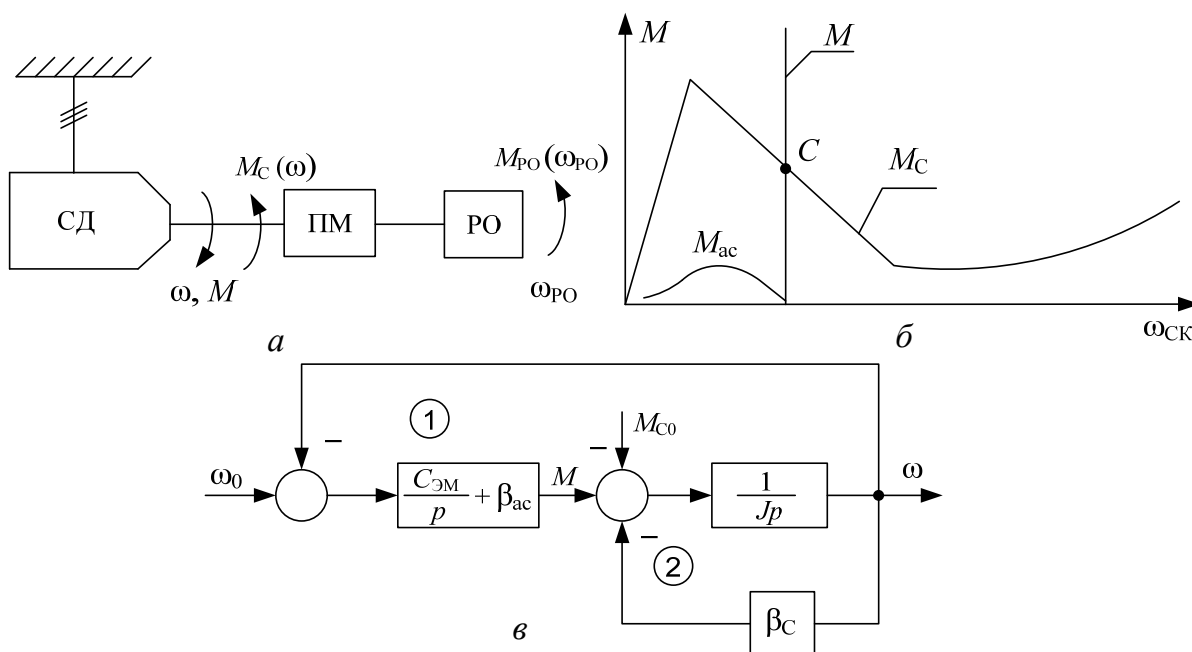


Рисунок 3.6 – Синхронный электропривод с нагрузкой типа «пара трения»

На рис. 3.6, б изображены:

M – механическая характеристика синхронного ЭД;

$M_{\text{ас}}$ – механическая характеристика его короткозамкнутой обмотки;

M_C – приведенная МХ трения.

Особенностью звена электромеханического преобразования СД является его аналогия с упругим механическим звеном.

В данной схеме:

$C_{эм}$ – коэффициент жесткости упругой электромагнитной связи СД, который обычно определяется как

$$C_{эм} = \frac{M_H}{\theta_H},$$

где M_H и θ_H – соответственно номинальные значения момента и угла вылета.

β_{ac} – модуль жесткости механической характеристики его пусковой (демпферной) короткозамкнутой обмотки;

J – приведенный к скорости ω суммарный момент инерции движущихся масс электромеханической системы;

β_c – приведенная жесткость механической характеристики трения.

Пусть в исходный момент времени состояние системы определяется точкой статического равновесия С (рис. 3.6, б). Появление динамического момента, как видно из схемы, имеет место лишь при отклонении скорости ЭД ω от синхронной – ω_0 .

Для выяснения характера динамического процесса при этом найдем передаточную функцию ЭМС, используя формулу Мэзона.

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\sum_{i=1}^n P_i \Delta_i}{\Delta}. \quad (3.32)$$

От входного сигнала ω_0 к выходной координате ω схема имеет лишь один путь

$$P_1 = \left(\frac{C_{эм}}{p} + \beta_{ac} \right) \cdot \frac{1}{Jp} \quad (3.33)$$

и два контура ① и ②, передачи которых, соответственно, имеют вид:

$$L_1 = - \left(\frac{C_{эм}}{p} + \beta_{ac} \right) \frac{1}{Jp}; \quad L_2 = - \frac{\beta_c}{Jp}.$$

Поскольку оба контура имеют общую ветвь, определитель системы не содержит произведений передач контуров, т. е.

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2) = 1 + \frac{C_{\text{эм}} + \beta_{\text{ас}} p}{Jp^2} + \frac{\beta_{\text{с}}}{Jp}, \quad (3.34)$$

а алгебраическое дополнение к пути

$$\Delta_1 = 1 \quad (3.35)$$

как равное определителю без передач контуров, ветви которых входят в путь P_1 .

Подставив (3.33)–(3.35) в выражение передаточной функции (3.32), получаем

$$W(p) = \frac{C_{\text{эм}} + \beta_{\text{ас}} p}{Jp^2 + (\beta_{\text{с}} + \beta_{\text{ас}}) p + C_{\text{эм}}}. \quad (3.36)$$

Возможность возникновения фрикционных автоколебаний определяется расходящимся динамическим процессом, признаком которого является положительность вещественной части корней характеристического уравнения

$$Jp^2 + (\beta_{\text{с}} + \beta_{\text{ас}}) p + C_{\text{эм}} = 0. \quad (3.37)$$

Корни уравнения равны

$$P_{1,2} = -\frac{\beta_{\text{с}} + \beta_{\text{ас}}}{2J} \pm \sqrt{\frac{(\beta_{\text{с}} + \beta_{\text{ас}})^2}{4J^2} - \frac{C_{\text{эм}}}{J}}. \quad (3.38)$$

Так как $\frac{J}{\beta_{\text{с}} + \beta_{\text{ас}}} = T_{\text{мс}}$ – электромеханическая постоянная времени

ЭМС, $\sqrt{\frac{C_{\text{эм}}}{J}} = \Omega_0$ – угловая частота недемпфированных упругих колебаний массы J при жесткой заделке одного конца упругой связи с коэффициентом жесткости $C_{\text{эм}}$, то условием колебательного характера процесса является

$$\Omega_0^2 > \frac{1}{4T_{мс}}. \quad (3.39)$$

Заметим, что склонность синхронного двигателя к колебаниям даже при $M_c = \text{const}$, т. е. когда $\beta_c = 0$, известна. Тем более при нахождении рабочей точки на падающем участке характеристики трения, когда $\beta_c < 0$, условие колебательности (3.39) будет выполняться.

Условие расходящегося колебательного процесса

$$-(\beta_c + \beta_{ac}) > 0$$

выполняется при отрицательных значениях β_c , если

$$\frac{\beta_c}{\beta_{ac}} < -1, \quad (3.40)$$

что является условием статической неустойчивости.

Таким образом, в синхронном электроприводе при работе на нелинейную нагрузку типа «пара трения» также возможны электромеханические фрикционные автоколебания. Это имеет место, если наклон падающего участка приведенной статической механической характеристики нагрузки по отношению к оси ω должен быть больше, чем наклон рабочего участка статической МХ короткозамкнутой обмотки синхронного двигателя.

Глава 4

ДИНАМИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ВЯЗКИМ ТРЕНИЕМ. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СУЩЕСТВОВАНИЯ ФРИКЦИОННЫХ АВТОКОЛЕБАНИЙ

В предыдущей главе доказана возможность возникновения автоколебаний в электроприводе без внешних обратных связей с абсолютно жесткими механическими связями. Эти автоколебания обусловлены с одной стороны нелинейным характером фрикционной нагрузки, с другой – наличием электромагнитной инерционности электродвигателя и характером взаимосвязей в нем. Данные автоколебания наблюдаются относительно редко, т. к. для их возникновения необходимо, чтобы выполнялось условие $T_m < T_\Sigma$.

На практике в электроприводах более часто имеют место фрикционные автоколебания, обусловленные упругостью кинематических звеньев (валов, передач, соединительных муфт и т. п.) при наличии в ЭМС отрицательного вязкого трения. Возникающие при этом в данных звеньях упругие моменты могут значительно превышать статические и динамические нагрузки, обусловленные иными факторами. Особую опасность представляют случаи, когда при вышеуказанных автоколебаниях имеет место явление механического резонанса.

Цель данной главы – получить аналитические соотношения для определения условия возникновения фрикционных автоколебаний в 2-массовой ЭМС с упругой кинематической связью.

Несмотря на такую практическую направленность, материал данной главы, по мнению автора, интересен, главным образом, с теоретической точки зрения, так как раскрывает ранее непознанные свойства широко известной типовой электромеханической системы при наличии в ней отрицательного вязкого трения.

4.1. Соотношения для определения границ устойчивости

Схематично ЭМС исследуемого электропривода изображена на рис. 4.1.

В данной схеме J_1 – момент инерции ротора (якоря) ЭД, а также приведенные к скорости вала ЭД ω_1 :

J_2 – момент инерции рабочего органа; ω_2 – скорость вращения массы J_2 ; C_{12} – жесткость упругой кинематической связи; β_{12} – ее коэффициент внутреннего вязкого трения; M_{12} – момент, создаваемый кинематической связью; M_c – момент сопротивления нагрузки (трения); M – создаваемый электродвигателем момент.

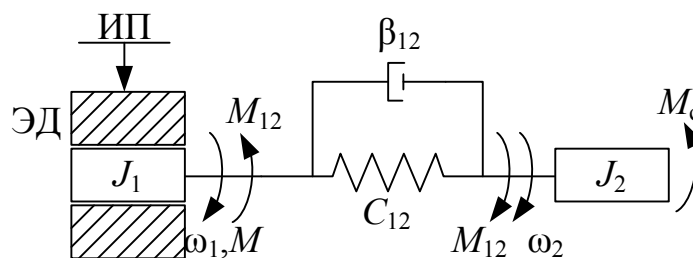


Рисунок 4.1 – Двухмассовая электромеханическая система

Математическая модель системы в структурной форме, построенная по изложенной в главе 3 методике, представлена на рис. 4.2.

При построении принято:

1. Динамические свойства звена электромеханического преобразования энергии соответствуют апериодическому звену 1-го порядка, что, как отмечалось, допустимо для ДПТ НВ и асинхронных двигателей в пределах линейного участка их статических МХ.

2. Механическая характеристика нагрузки $M_c(\omega)$ линеаризована по участкам характеристики трения (рис. 2.2).

Отметим еще одно обстоятельство. Для ряда машин и механизмов (электровозов, прокатных станов и др.) вращательное движение рабочих органов (колес, валков) преобразуется в линейное движение (подвижного состава, слитков). Поэтому, строго говоря, линейная скорость на ободу колеса, валка v_2 есть сумма скоростей линейного движения $v_{\text{л}}$ и скорости проскальзывания $v_{\text{ск}}$.

$$v_2 = v_{\text{л}} + v_{\text{ск}}. \quad (4.1)$$

Соответствующие данным скоростям приведенные значения угловых скоростей дают соотношения

$$\omega_2 = \omega_{\text{л}} + \omega_{\text{ск}}. \quad (4.2)$$

Большей частью за время развития АКФ вследствие большой инерционности линейно движущихся масс при исследовании динамического режима ЭМС можно принимать $v_{\text{л}} = \text{const}$. То есть величина $\omega_{\text{л}}$ не является влияющей на характер динамического режима при возбуждении АКФ.

Структурная схема рассматриваемой системы представлена на рис. 4.2.

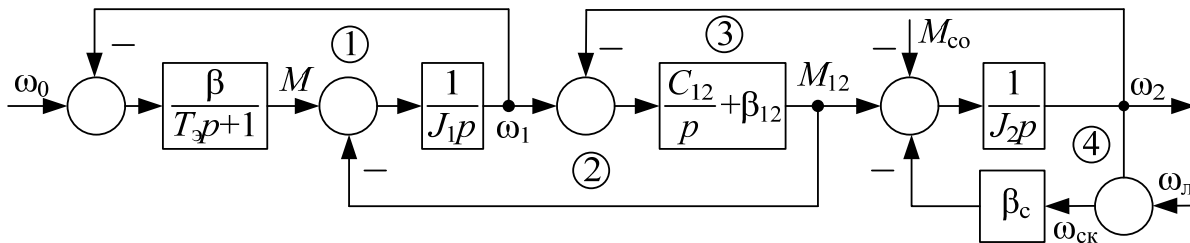


Рисунок 4.2 – Математическая модель двухмассовой ЭМС с фрикционной нагрузкой

Физическая сущность процессов возбуждения и стабилизации амплитуды фрикционных автоколебаний в 2-х массовой механической системе с упругой кинематической связью сходна с сущностью этого же процесса для ранее рассмотренной одномассовой ЭМС.

Общность процессов заключается в том, что ввод колебательной энергии в электромеханическую систему происходит со стороны двухмассовой механической подсистемы при перемещении рабочей точки по падающему участку характеристики трения, а на восходящих участках происходит ее интенсивное рассеивание.

Как и для одномассовой ЭМС необходимым условием существования АКФ в ЭМС с упругой связью является ее динамическая неустойчивость (расходящийся характер колебательного процесса) на падающем участке механической характеристики фрикционной нагрузки, определяемая положительным значением вещественной части комплексных корней ее характеристического полинома.

Найдем передаточную функцию системы, используя формулу Мэзона и изложенные в [23] приемы топологических методов:

$$W(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\sum_{i=1}^m P_i \cdot \Delta_i}{\Delta}. \quad (4.3)$$

В структурной схеме (рис. 4.2) один путь P_1 и 4 контура (1)-(4).

Передача пути P_1 от входного сигнала к выходной координате

$$P_1 = \frac{\beta}{(T_3 p + 1)} \cdot \frac{1}{J_1 p} \cdot \left(\frac{C_{12}}{p} + \beta_{12} \right) \frac{1}{J_2 p}. \quad (4.4)$$

Передачи контуров ①–④ соответственно равны

$$\begin{aligned}
 L_1 &= -\frac{\beta}{(T_9 p + 1)J_1 p}; \\
 L_2 &= -\frac{1}{J_1 p} \left(\frac{C_{12}}{p} + \beta_{12} \right); \\
 L_3 &= -\left(\frac{C_{12}}{p} + \beta_{12} \right) \frac{1}{J_2 p}; \\
 L_4 &= -\frac{\beta_c}{J_2 p}.
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Знак минус отражает отрицательный характер внутренних обратных связей.

В структурной схеме являются несоприкасающимися, т. е. не содержат общих ветвей контуры ① и ③, ① и ④, ② и ④. В соответствии с (2.77 и 2.78) определитель системы равен

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + (L_1 L_3 + L_1 L_4 + L_2 L_4). \tag{4.6}$$

Так как путь P_1 содержит ветви каждого из контуров, алгебраическое дополнение к нему

$$\Delta_1 = 1. \tag{4.7}$$

Подставив выражения (4.4–4.7) в (4.3), получаем передаточную функцию

$$W(p) = \frac{\beta(\beta_{12} p + C_{12})}{Q(p)}, \tag{4.8}$$

где $Q(p)$ – характеристический полином системы

$$\begin{aligned}
 Q(p) &= T_9 J_1 J_2 p^4 + [J_1 J_2 + (J_1 + J_2) T_9 \beta_{12} + T_9 J_1 \beta_c] p^3 + \\
 &+ [(J_1 + J_2) \cdot (T_9 C_{12} + \beta_{12}) + (J_1 + T_9 \beta_{12}) \beta_c + J_2 \beta] p^2 + \\
 &+ [C_{12} (J_1 + J_2) + \beta_{12} \beta + \beta_c (C_{12} T_9 + \beta_{12} + \beta)] p + \\
 &+ C_{12} (\beta + \beta_c).
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Выражение (4.9) достаточно громоздко и содержит 7 параметров системы. С целью их сокращения введем принятые в теории электропривода [61] безразмерные обобщенные и имеющие ясный физический смысл параметры:

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} \quad - \quad (4.10)$$

коэффициент соотношения масс;

$$\nu = \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{эм}^2}, \quad (4.11)$$

где

$$\Omega_{12} = \frac{\sqrt{C_{12}(J_1 + J_2)}}{J_1 J_2} \quad - \quad (4.12)$$

угловая частота упругих недемпфированных колебаний 2-массовой механической системы;

$$\Omega_{эм} = \frac{1}{\sqrt{T_3 T_{м1}}} \quad - \quad (4.13)$$

угловая частота недемпфированных электромеханических колебаний электродвигателя;

$$T_{м1} = \frac{J_1}{\beta} \quad - \quad (4.14)$$

электромеханическая постоянная электродвигателя;

$$T_{м1}^* = T_{м1} \cdot \Omega_{12} \quad - \quad (4.15)$$

относительное значение электромеханической постоянной электродвигателя.

Введем также ранее предложенный в подразделе 3.1 параметр

$$b = \frac{\beta_c}{\beta} \quad (4.16)$$

отношение жесткости механической характеристики нагрузки к модулю жесткости статической МХ электропривода.

Учитывая влияние внутреннего вязкого трения заключается в демпфировании колебаний, а также малые значения коэффициента β_{12} , при выводе аналитических соотношений для определения границ устойчивости примем $\beta_{12} = 0$. Такое допущение при построении границ устойчивости создает некоторый дополнительный запас устойчивости системы.

Перейдем также к безразмерному оператору

$$p_* = \frac{p}{\Omega_{12}}. \quad (4.17)$$

С физической точки зрения такая замена

$$p_* = \frac{1}{\Omega_{12}} \frac{d}{dt} = \frac{1}{2\pi f_{12}} \frac{d}{dt} = \frac{T_{12}}{2\pi} \frac{d}{dt}$$

означает, что за единицу времени в дифференциальном уравнении принята величина в 2π меньше периода недемпфированных упругих колебаний 2-массовой механической системы с массами J_1 и J_2 и жесткостью упругой связи C_{12} . Очевидно, что такая замена никаким образом не влияет на характер динамического процесса.

С учетом вышеперечисленных обозначений и допущений выражение для передаточной функции примет вид:

$$W(p_*) = \frac{1}{Q(p_*)}, \quad (4.18)$$

где

$$\begin{aligned} Q(p_*) = \gamma \nu p_*^4 + \gamma \left[T_{m1}^* + \frac{\nu}{(\gamma - 1) T_{m1}^*} b \right] p_*^3 + \gamma \left[\nu + 1 + \frac{1}{(\gamma - 1)} b \right] p_*^2 + \\ + \left[\gamma T_{m1}^* + \frac{\gamma + \nu(\gamma - 1)}{T_{m1}^* (\gamma - 1)} b \right] p_* + b + 1. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Для возникновения автоколебательного режима необходимо, чтобы рабочая точка, определяемая обобщенными параметрами γ , ν , T_{m1}^* и b , принадлежала области расходящегося колебательного процесса. Чтобы установить эти области найдем границы колебательной устойчивости,

используя метод Д-разбиения [35]. Подстановкой в характеристическое уравнение $j\Omega_*$ вместо p_* получим выражение:

$$D(j\Omega_*) = \gamma v \Omega_*^4 + \gamma \left[v + 1 + \frac{b}{(\gamma - 1)} \right] \Omega_*^2 - \left\{ \gamma \left(T_{m1}^* + \frac{vb}{(\gamma - 1)T_{m1}^*} \right) \Omega_*^3 - \left(\gamma T_{m1}^* + \frac{\gamma + v(\gamma - 1)b}{T_{m1}^*(\gamma - 1)} \right) \Omega_* \right\} j, \quad (4.20)$$

где $\Omega_* = \frac{\Omega}{\Omega_{12}}$ – безразмерный переменный частотный параметр.

Построение границ устойчивости произведем в осях b и T_{m1}^* , что более удобно для отслеживания перемещения рабочей точки при изменении коэффициента трения.

В соответствии с критерием Михайлова, приравняв нулю вещественную и мнимую части соотношения (4.20), получим два уравнения, из которых и найдем выражения для расчета границ колебательной устойчивости по методу Д-разбиения в плоскости параметров $[b; T_{m1}^*]$

$$b = \frac{\gamma v \Omega_*^4 - \gamma(v + 1)\Omega_*^2 + 1}{\frac{\gamma}{\gamma - 1}\Omega_*^2 - 1}; \quad (4.21)$$

$$T_{m1}^* = \sqrt{\frac{[\Omega_*^2 - (1 - 1/\gamma + 1/v)]vb}{(\gamma - 1)(1 - \Omega_*^2)}}. \quad (4.22)$$

Построение границы устойчивости осуществляется нахождением значений b и T_{m1}^* при изменении частотного параметра Ω_* от 0 до ∞ .

В заключение данного раздела приведем упрощенные выражения характеристического полинома, пренебрегая влиянием внутреннего вязкого трения упругой кинематической связи $\beta_{12} = 0$, для следующих случаев:

1. Если момент сопротивления нагрузки не зависит от скорости $M_c = \text{const}$, что характерно для грузоподъемных механизмов либо нагрузки типа пара сухого трения в пределах однонаправленного движения,

то в этом случае $\beta = dM_c / d\omega = 0$; $b = \beta_c / \beta = 0$, и в физических параметрах из (4.9) получаем:

$$Q(p) = T_3 J_1 J_2 p^4 + J_1 J_2 p^3 + [T_3 (J_1 + J_2) T_3 C_{12} + J_2 \beta] p^2 + C_{12} (J_1 + J_2) p + C_{12} \beta, \quad (4.23)$$

в обобщенных безразмерных параметрах из (4.19):

$$Q(p_*) = \gamma \nu p_*^4 + \gamma T_{m1}^* p_*^3 + \gamma (\nu + 1) p_*^2 + \gamma T_{m1}^* p_* + 1. \quad (4.24)$$

2. Если кроме к ранее указанных допущений в ЭМС также слабо проявляется влияние электромагнитной инерционности, и можно принять $T_3 = 0$, а, следовательно, и $\nu = 0$, то имеем

$$Q(p) = J_1 J_2 p^3 + J_2 \beta p^2 + C_{12} (J_1 + J_2) p + C_{12} \beta \quad (4.25)$$

и

$$Q(p_*) = \gamma T_{m1}^* p_*^3 + \gamma p_*^2 + \gamma T_{m1}^* p_* + 1. \quad (4.26)$$

Заметим, что выражение (4.26) полностью совпадает с приведенным в учебнике «Теория электропривода» [61], что, в свою очередь, подтверждает более общий характер излагаемых в настоящей монографии теоретических положений.

4.2. Теоремы устойчивости двухмассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением

Очевидно, выполнить построение границы устойчивости путем расчета точек b и T_m^* при изменении Ω_* от нуля до бесконечности практически невозможно, поэтому необходимо найти то значение Ω_* , на котором можно было бы окончить расчет, будучи уверенным, что дальнейший расчет не имеет смысла.

Обращает также внимание, что в выражении (4.22) подкоренное выражение по мере увеличения Ω_* при определенных значениях может принимать отрицательные значения, что свидетельствует об отсутствии границы в диапазоне этих значений. Но при дальнейшем увеличении переменного параметра подкоренное выражение может вновь стать положительным, и построение нового участка границы следует продолжить.

Необходимо выяснить, сколько таких участков границы может быть, и как определить диапазоны Ω_* , в которых граница существует.

Закономерности и взаимосвязи при определении границ устойчивости рассматриваемой системы могут быть отражены в виде 2-х теорем, условно названных теоремами устойчивости: *теоремы о расчетных диапазонах переменного параметра Ω_* и теоремы о расчетных секторах плоскости $[\gamma; \nu]$.*

Теорема о расчетных диапазонах

Для 2-массовой электромеханической системы с идеальной упругой кинематической связью существует 3 диапазона переменного параметра Ω_ , каждому из которых в плоскости обобщенных параметров $[b; T_{m1}^*]$ соответствует определенная форма колебательной границы устойчивости.*

Теорема о секторах

В плоскости обобщенных параметров $[\gamma; \nu]$ существует 4 сектора, образуемых при пересечении прямой $\nu = \gamma$ и кривой $\nu = \gamma(2-\gamma)/(\gamma-1)$, каждому из которых соответствует строго определенное сочетание значений нижнего и верхнего пределов каждого из расчетных диапазонов.

Докажем эти теоремы и выведем соотношения для определения пределов расчетных диапазонов.

В общем случае точки границы определяются подстановкой в (4.21) и (4.22) значений Ω_* , изменяемых в пределах от 0 до ∞ . Особенностью рассматриваемой системы является то, что при определенных значениях Ω_* подкоренное выражение соотношения (4.22) может принимать отрицательные значения, что физически невозможно. Диапазон подобных значений Ω_* (нерасчетный диапазон) следует исключать из рассмотрения, поскольку T_{m1}^* не может быть мнимым числом. Определить нерасчетные и расчетные диапазоны можно, проследив за чередованием знаков числителя и знаменателя подкоренного выражения соотношения (4.22) при изменении Ω_* от 0 до ∞ .

Так как в выражении (4.22) значение $\nu/(\gamma-1)$ всегда положительно, то положительность подкоренного выражения определяется условием

$$[(\text{sign } b) (\text{sign } A)] > 0,$$

где
$$A = \left[\Omega_*^2 - (1 - 1/\gamma + 1/\nu) \right] / (1 - \Omega_*^2). \quad (4.27)$$

Очевидно, подкоренное выражение положительно, когда знаки A и b совпадают. Поэтому подлежащими рассмотрению (*расчетными*) являются лишь те диапазоны Ω_* , в которых знаки A и b одинаковы. Смена знаков величин A и b имеет место в точках перехода через 0 значений числителя и знаменателя этих величин. Поскольку параметр Ω_* входит в выражение A и b в виде четных степеней, удобнее определять в точках смены знака значения не Ω_* , а Ω_*^2 . Методика определения расчетных диапазонов Ω_*^2 проиллюстрирована на рис. 4.3. Здесь на рис. 4.3, а, б, в, д представлены, соответственно, законы изменения числителей и знаменателей величин $b(\Omega_*^2)$ и $A(\Omega_*^2)$.

Числитель выражения (4.21) $Ч_b$ представляет собой квадратичную функцию, а остальные величины: числитель выражения (4.27) $Ч_A$, знаменатели (4.21) и (4.25), соответственно – $З_b$, $З_A$ – линейные функции Ω_*^2 . При изменении переменного параметра Ω_*^2 от 0 до ∞ в соответствии с числом корней квадратичная зависимость может обеспечить два изменения знака (рис. 4.3, а), а каждая из линейных зависимостей по одному (рис. 4.3, б, в, д).

Закономерности чередования знаков $[\text{sign } b]$ и $[\text{sign } A]$ отображены на рис. 4.3, в, е. Из соотношения (4.22) видно, что при $\Omega_* \rightarrow \infty$ подкоренное выражение отрицательно, и, следовательно, диапазон от наибольшего Ω_* , соответствующего изменению знака до $\Omega_* = \infty$ – нерасчетный. Таким образом, предельными для каждого расчетного диапазона могут быть шесть значений параметров Ω_* , а именно нуль и 5 значений, соответствующих перемене знака подкоренного выражения (4.22). Нетрудно видеть $\Omega_* = 0$ принадлежит расчетному диапазону. Учитывая чередование расчетных и нерасчетных диапазонов, приходим к выводу, что 6-ти предельным значениям могут соответствовать 3 расчетных диапазона (рис. 4.3, ж).

Значение предела расчетного диапазона определяет расположение соответствующей ему точки границы устойчивости в осях $[b, T_{м1}^*]$. Действительно из (4.21) и (4.22) нетрудно видеть, что значениям Ω_*^2 , равным Ω_{*1}^2 и Ω_{*2}^2 соответствует точка границы, расположенная в начале координат, значениям $\Omega_* = 0$ – на горизонтали $b = -1$, значению Ω_{*5}^2 – на оси b .

При $\Omega_* \rightarrow \Omega_{*4}^2 = 1$, $T_{M1}^* \rightarrow \infty$, а граница устойчивости асимптотически приближается к горизонтали $b = -(\gamma-1)^2$. При $\Omega_*^2 \rightarrow \Omega_{*3}^2 = 1-1/\gamma$ – к вертикали $T_{M1}^* \rightarrow \infty$.

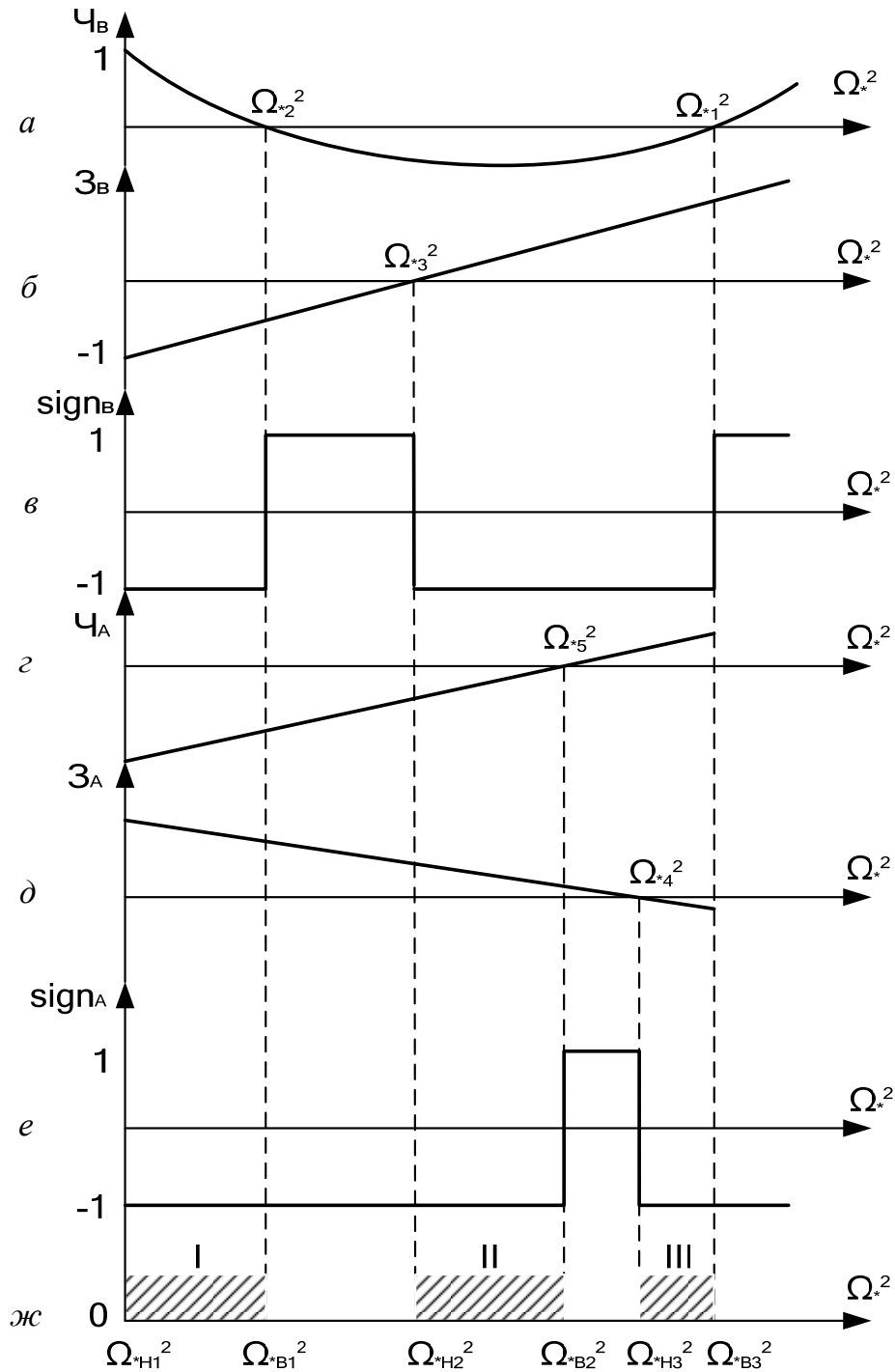


Рисунок 4.3 – Определение расчетных диапазонов

Изменяя параметр Ω_* в пределах каждого из расчетных диапазонов по соотношениям (4.21) и (4.22), можно построить в плоскости $[b; T_{м1}^*]$ соответствующие им кривые, представляющие собой границы колебательной устойчивости системы.

На рис. 4.3, *a, б, в, д* видно, что в пределах каждого из диапазона параметра Ω_*^2 зависимости числителей и знаменателей величин A и b непрерывны, поэтому согласно выражениям (4.21) и (4.22) непрерывными будут и соответствующие данным диапазонам кривые в плоскости $[b; T_{м1}^*]$ – формы границ устойчивости. Таким образом, для любой электро-механической системы рассматриваемого типа существуют 3 формы границ колебательной устойчивости по числу расчетных диапазонов, что и утверждается в теореме.

Докажем теперь *теорему о секторах*, сущность которой заключается в наличии строгой взаимосвязи между характеризующими ЭМС обобщенными параметрами γ и ν и сочетаниями выражений для определения начала и конца каждого из расчетных диапазонов переменного параметра Ω_*^2 , а также формами границ динамической устойчивости.

Очевидно, нижним пределом переменного параметра является $\Omega_{*0} = 0$. Найдем выражение для определения каждого из 5 предельных значений Ω_* расчетных диапазонов. Аналитически точки перемены знака подкоренного выражения (4.22) на оси Ω_*^2 определяются путем приравнивания нулю числителей и знаменателей величин b и A . Решив простейшие уравнения, получаем, что выше указанные точки соответствуют значениям:

$$\left. \begin{aligned} \Omega_{*1,2}^2 &= \frac{\nu+1}{2\nu} \pm \sqrt{\left(\frac{\nu+1}{2\nu}\right)^2 - \frac{1}{\gamma\nu}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\nu} \pm \sqrt{\left(\frac{\nu+1}{2\nu}\right)^2 - \frac{1}{\gamma\nu}}; \\ \Omega_{*3}^2 &= (\gamma-1)/\gamma = 1-1/\gamma; \\ \Omega_{*4}^2 &= 1; \\ \Omega_{*5}^2 &= 1-1/\gamma+1/\nu. \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

То есть пределы расчетных диапазонов для двухмассовой системы с упругой связью определяются только значениями коэффициента соот-

ношения масс γ и квадратом отношения частот недемпфированных резонансов ν .

Форма границы устойчивости определяется свойствами каждому расчетному диапазону значениями нижнего и верхнего предела параметра Ω_*^2 .

Возможные их взаиморасположения установим, учитывая, что в реальных ЭМС $\gamma > 1$, а $\nu > 0$, и исходя из соотношений (4.28), из которых очевидно, что всегда $\Omega_{*2} < \Omega_{*1}$, $\Omega_{*3} < \Omega_{*4}$, $\Omega_{*3} < \Omega_{*5}$. Рассматривая возможные сочетания неравенств $\Omega_{*1} < \Omega_{*k}$ на основе выражений (4.28), нетрудно также показать, что при любых реальных значениях γ и ν справедливо $\Omega_{*2} < \Omega_{*5}$, $\Omega_{*5} < \Omega_{*1}$, $\Omega_{*4} < \Omega_{*1}$.

Вышеуказанные неравенства определяют возможность существования лишь вариантов пределов расчетных диапазонов, обусловленных изменением взаиморасположения следующих пар точек Ω_{*2} , Ω_{*3} и Ω_{*4} , Ω_{*5} . Таким образом, возможных вариантов расчетных диапазонов, отличающихся хотя бы одной парой пределов, равно удвоенному числу перестановок из 2-х элементов $P = 2 \cdot 2 \cdot 1 = 4$.

Из соотношений (4.28) для $\Omega_{*1,2}^2$ и Ω_{*3}^2 следует, что условие $\Omega_{*2} < \Omega_{*3}$ выполняется, когда $\nu > \gamma(2-\gamma)/(\gamma-1)$ и наоборот $\Omega_{*2} > \Omega_{*3}$, если $\nu < \gamma(2-\gamma)/(\gamma-1)$. Аналогично из выражений (4.28) для $\Omega_{*1,2}^2$ и Ω_{*3}^2 получаем, что $\Omega_{*4} < \Omega_{*5}$, когда $\nu < \gamma$ и $\Omega_{*4} > \Omega_{*5}$ при $\nu > \gamma$.

Таким образом, прямая $\nu = \gamma$ и кривая $\nu = \gamma(2-\gamma)/(\gamma-1)$ делят плоскость $[\gamma; \nu]$ на 4 сектора (рис. 4.4, а), принадлежность к которому и определяет вариант сочетаний значений пределов трех расчетных диапазонов (рис. 4.4, б), вычисляемых по выражениям (4.28). Так как каждому расчетному диапазону соответствует своя форма границы устойчивости, то принадлежность к тому, или иному сектору параметров γ и ν любой ЭМС рассматриваемого типа определяет и сочетание форм границ устойчивости, что и требовалось доказать.

В заключение следует отметить, что, несмотря на довольно высокий порядок системы и значительное число характеризующих ее параметров, аналитические соотношения, позволяющие рассчитать границы устойчивости, достаточно просты и определены.

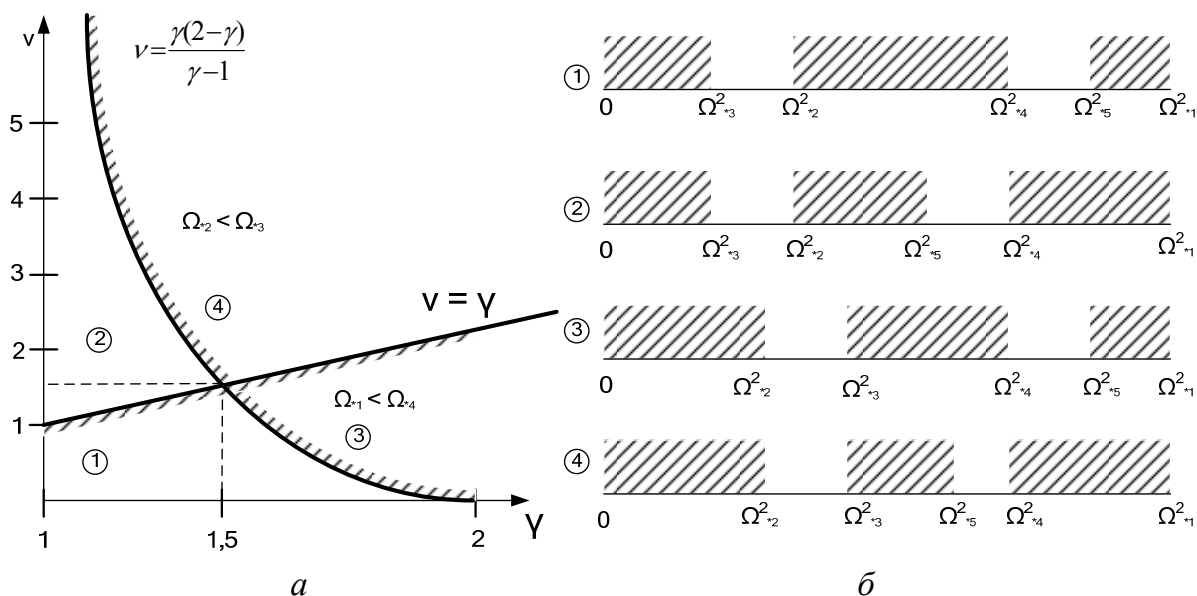


Рисунок 4.4:

a – секторы пространства обобщенных параметров

b – расчетные диапазоны

4.3. Формы границ устойчивости. Методика определения существования фрикционных автоколебаний

Полученные в предыдущем разделе выводы имеют важное практическое значение. Для выявления колебательной устойчивости электромеханической системы с ОВТ требуется определить *лимитирующую границу*, т. е. такую нахождение рабочей точки в зоне устойчивости которой обеспечивает устойчивость и по отношению к остальным границам. Поясним данное понятие с помощью рис. 4.5, где представлены формы границ устойчивости для электромеханических систем, параметры которых γ и ν принадлежат разным секторам ①–④ (см. рис. 4.4, a). Границы устойчивости рассчитывались следующим образом. По принадлежности к сектору в соответствии с рис. 4.4, b определялись пределы Ω_{*i}^2 , соответствующие данному сектору. По выражениям (4.28) для заданных значений γ и ν вычислялись значения нижнего и верхнего пределов каждого из расчетных диапазонов. Изменяя значения переменного параметра Ω_{*i}^2 в пределах расчетного диапазона по выражениям (4.21) и (4.22) рассчитывались значения b и $T_{м1}^*$, принадлежащие границе с нанесением их

в плоскости этих параметров. Штриховка границы направлена в сторону области устойчивости.

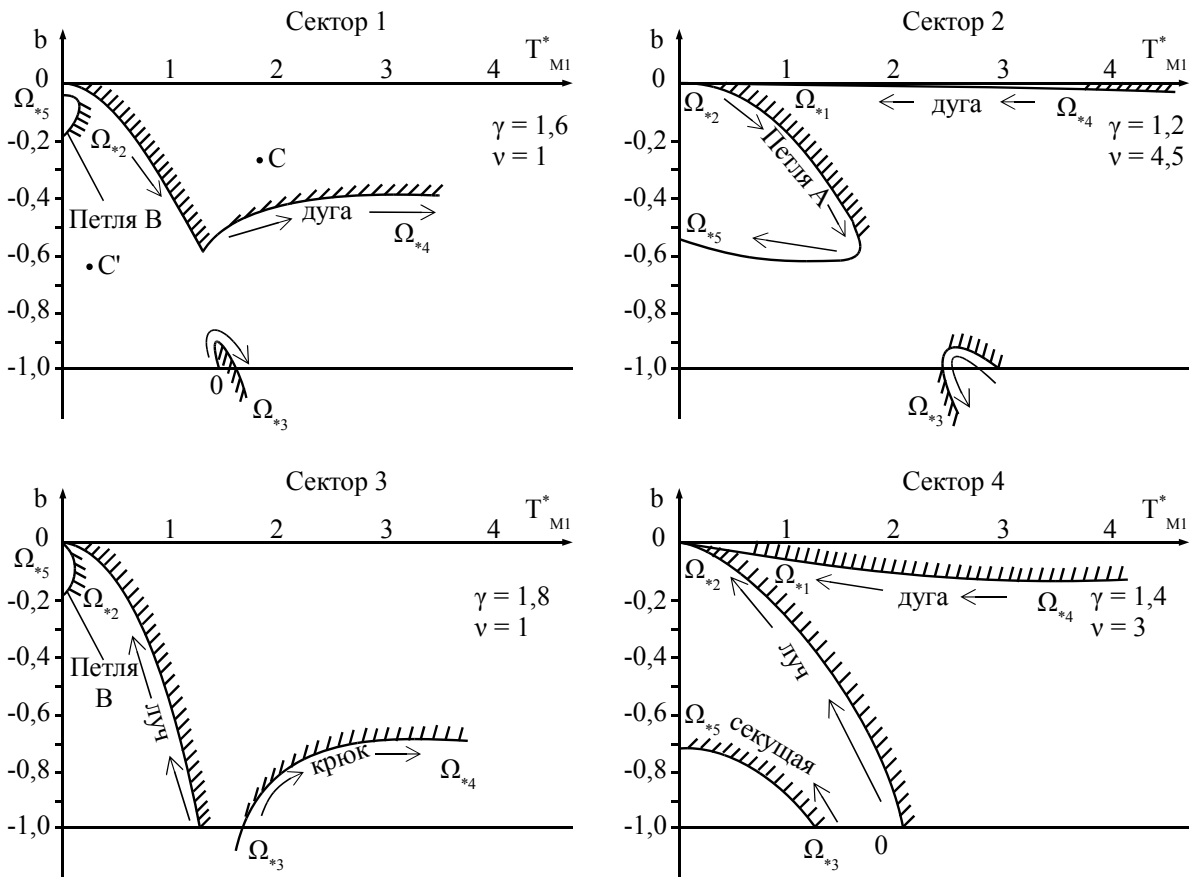


Рисунок 4.5 – Формы границ устойчивости

Из рис. 4.5 для сектора ① отображение рабочей точки (т. е. значения параметров b и T_{M1}^* в данный момент времени) точкой C свидетельствует по отношению ко всем границам об устойчивости. В то же время точка C' устойчива по отношению к границе диапазона $[\Omega_{*5} - \Omega_0]$, но неустойчива по отношению к границе диапазона $[\Omega_{*2} - \Omega_{*4}]$. Следовательно, нахождение рабочей точки в зоне устойчивости границы диапазона $[\Omega_{*2} - \Omega_{*4}]$ обеспечивает устойчивость и по отношению к остальным границам, поэтому именно она является лимитирующей.

Отметим, что прямая, параллельная оси T_{M1}^* на уровне $b = -1$, является границей статической устойчивости, условие которой [61]

$$0 > \beta_c > -\beta,$$

где β – модуль жесткости статической механической характеристики ЭП.

При переходе к безразмерному параметру $b = \beta_c / \beta$ это условие приобретает вид

$$0 > b > -1.$$

Как видно из рис. 4.5, лимитирующими являются границы для:

- сектора ① – рассчитанные при изменении параметра Ω_* в диапазоне $[\Omega_{*2} - \Omega_{*4}]$;
- сектора ② – рассчитанные при изменении параметра Ω_* в диапазоне $[\Omega_{*4} - \Omega_{*1}]$;
- сектора ③ – рассчитанные при изменении параметра Ω_* в диапазоне $[\Omega_{*3} - \Omega_{*4}]$;
- сектора ④ – рассчитанные при изменении параметра Ω_* в диапазоне $[\Omega_{*4} - \Omega_{*1}]$.

Расположение отображающей точки, т. е. параметров b и $T_{м1}^*$, в области устойчивости ограниченной лимитирующей границей означает, что в системе не возбуждятся автоколебания.

Расчетные диапазоны некоторых из лимитирующих границ очень узки. Для некоторых из них отличие нижнего предела $\Omega_{*н}$ от верхнего $\Omega_{*в}$ может составлять $\Omega_{*в} - \Omega_{*н} = (10^{-2} \dots 10^{-3})$, и поэтому даже при расчете на компьютере можно «перешагнуть» через данный диапазон, утратив лимитирующую границу.

В соответствии с доказанными теоремами, для исходной разомкнутой 2-массовой ЭМС с ОБТ можно предложить следующую методику определения динамической неустойчивости, факт которой будет свидетельствовать о возбуждении в ней при нелинейной нагрузке фрикционных автоколебаний.

1. По физическим параметрам T_3 , J_1 , β и приведенным к скорости ЭД параметрам J_2 , C_{12} , а также β_c для падающего участка с наибольшей крутизной по соотношениям (4.10)–(4.16) рассчитываются величины $T_{м1}$, $\Omega_{эм}$, Ω_{12} , а также безразмерные параметры γ и ν . Далее следуют по диаграмме секторов (рис. 4.4, а) установить номер сектора, к которому принадлежат рассчитанные параметры γ и ν , а по номеру сектора, исходя из

рис. 4.4, б, индексы нижнего и верхнего пределов каждого из 3-х диапазонов.

2. По соотношениям (4.28) рассчитать значения пределов расчетных диапазонов.

3. Исходя из значений нижнего и верхнего пределов расчетных диапазонов и требуемого числа точек границы устойчивости диапазонов, выбрать шаг изменения переменного параметра Ω_*^2 в пределах каждого диапазона. Как правило, достаточно обеспечить 4-5 точек границы.

4. По соотношениям (4.21), (4.22) рассчитать значения b и T_{m1}^* , принадлежащие границам устойчивости, соответствующих каждому из расчетных диапазонов и построить кривые этих границ.

5. Определить месторасположение рабочей точки в плоскости $[b; T_{m1}^*]$ (либо траекторию ее перемещения в процессе работы электропривода) и, сопоставив траекторию с расположением границ устойчивости, сделать вывод о характере динамического режима исходной ЭМС с ОВТ и возможности ее перехода в неустойчивый режим работы.

6. Принять решение о принципах синтеза регулятора ЭМС с ОВТ, исходя из требований технологического процесса, нормальности или аномальности проскальзывания (см. главу 6).

Расширение области устойчивости при определенных значениях T_{m1}^* для секторов ② и ④ $\nu = 1$ свидетельствует о близости к резонансному значению собственных частот (с учетом демпфирования) электромеханической и механической подсистем.

Кривые подтверждают сильное влияние на ширину области устойчивости коэффициента соотношения масс γ . Расширение этой области с увеличением γ с физической точки зрения объясняется усилением влияния колебаний 2-й массы на колебания 1-й (ротора ЭД), и, как следствие, усилением демпфирующих свойств электропривода.

Особенно неблагоприятна с точки зрения возникновения АКФ принадлежность параметров γ и ν к сектору ②. Как видим, зона устойчивости по лимитирующей границе в области отрицательных значений здесь минимальна. Это объясняется, в частности, малыми значениями $\gamma < 1,5$. Но именно сочетание параметров, принадлежащих данному сектору, чаще всего встречается в промышленном электроприводе.

Отличием структурных схем с фрикционной нагрузкой от типовых при $M_c(\omega) = \text{const}$ является наличие обратной связи, охватывающей окончное механическое звено, с коэффициентом β_c , который, вследствие характера нагрузки, может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Как было показано ранее, это, казалось бы, незначительное отличие может принципиальным образом изменить динамические свойства системы. Установим, как влияет данное отличие на вид частотных характеристик ЭМС.

В общем случае передаточная функция исследуемых систем имеет вид:

$$W(p) = M(p) / D(p), \quad (4.29)$$

причем порядок характеристического полинома $D(p)$ не ниже, чем полинома $M(p)$.

Структурные схемы реальных электроприводов могут быть достаточно сложны, порядок характеристического полинома высок, а разложение числителя и знаменателя передаточной функции на простейшие сомножители затруднительно. Для нахождения передаточной функции в таких случаях целесообразно применять топологический метод, используя формулу Мэзона [23], что существенно упрощает решение данной задачи.

Частотная передаточная функция (ЧПФ) системы получается подстановкой вместо оператора p величины $j\Omega$, и ЧПФ может быть представлена в виде суммы вещественной и мнимой частей:

$$W(j\Omega) = U(\Omega) + jV(\Omega). \quad (4.30)$$

Расчет ЛАЧХ выполняется по соотношению

$$L(\Omega) = 20 \lg |W(j\Omega)| \quad (4.31)$$

при изменении частотного параметра от 0 в сторону увеличения, где модуль ЧПФ равен

$$|W(j\Omega)| = \sqrt{U^2(\Omega) + V^2(\Omega)}. \quad (4.32)$$

Для практических целей предельное значение Ω достаточно ограничить верхней частотой недемпфированных электромеханических колебаний – для одномассовой системы, либо упругих механических колебаний –

для двухмассовой, т. к. реальные частоты возможных фрикционных автоколебаний будут ниже. Наличие резонансных пиков в ЛАЧХ укажет на колебательный характер динамического процесса, а частота, соответствующая вершине пика, определит возможную порождающую частоту АКФ. Построение фазочастотных характеристик (ЛФЧХ) выполняется с учетом следующих обстоятельств. Из-за отмеченной ранее особенности фрикционной нагрузки – возможности величины β_c принимать отрицательные значения, когда рабочая точка находится на падающем участке ее механической характеристики, коэффициенты характеристического уравнения могут принимать отрицательные значения. Это свидетельствует о том, что система динамически неустойчива, а, следовательно, не является минимально-фазовой.

Однако, как показано, ФЧХ в сочетании с ЛАЧХ рассматриваемых систем, построенных без учета φ_0 , т.е. полагая $\varphi_0 = 0$, несут в себе информацию, достаточную для решения важнейших в практическом отношении задач анализа и синтеза динамических свойств системы. Расчет ФЧХ производим, таким образом, по соотношению

$$\varphi(\Omega) = \text{Arg} W(j\Omega) = \arctg \frac{V(\Omega)}{U(\Omega)} \pm \pi k \quad (k = 0, 1, 2, \dots). \quad (4.33)$$

Заметим, что после построения подобным образом ФЧХ по ее виду нетрудно определить число правых корней характеристического уравнения, а следовательно, и значение φ_0 . Общепринятое расположение ФЧХ при необходимости достигается смещением ранее построенной кривой на угол φ_0 .

Анализ полученных частотных характеристик проведем, используя известные положения теории автоматического управления [6, 15, 35]. Рассчитывая фазочастотную характеристику по соотношению (4.33), следует учитывать, что при изменении Ω от 0 до ∞ приращение аргумента частотной функции $W(j\Omega)$ равно

$$\Delta \arg W(j\Omega) = \Delta \arg M(j\Omega) - \Delta \arg D(j\Omega) \quad (4.34)$$

или

$$\Delta \arg W(j\Omega) = (q - 2r)\pi/2 - (n - 2m)\pi/2,$$

где q и r – соответственно порядок и число корней в правой полуплоскости многочлена $M(p)$, а n и m – те же величины характеристического мно-

гочлена $D(p)$. Согласно критерию Михайлова для устойчивости системы необходимо, чтобы характеристическое уравнение $D(p) = 0$ не имело корней в правой полуплоскости, т.е. $m = 0$. В этом случае должно выполняться условие

$$\Delta \arg W(j\Omega) = [q - (n - 2r)]\pi / 2.$$

Так как в большинстве случаев для типовых ЭМС порядок полинома $M(p)$ не превышает двух, его корни легко вычисляются, что позволяет оценить их влияние на вид фазочастотной характеристики и сделать вывод об устойчивости системы.

Поясним на примере вышеуказанных типовых ЭМС (рис. 4.6), каким образом по виду ЛАЧХ и ФЧХ можно судить об их динамических свойствах и, в частности, о существовании фрикционных автоколебаний, их характере и формах. Как было показано в подразделе 3.1, передаточная функция одно-массовой ЭМС (рис. 1а) имеет вид

$$W_1(p) = \frac{M_1(p)}{D_1(p)} = \frac{1}{T_3 T_m p^2 + T_3(m+b)p + b+1} \quad (4.35)$$

Ей соответствуют определяющие частотную функцию значения

$$U(\Omega) = (1 + b - \Omega^2 / \Omega_{\text{эм}}^2) / D_1^2 \quad \text{и} \quad V(\Omega) = -[\Omega T_3(m+b)] / D_1^2, \quad (4.36)$$

где

$$D_1^2 = (1 + b - \Omega^2 / \Omega_{\text{эм}}^2)^2 + [\Omega T_3(m+b)]^2; \quad \Omega_{\text{эм}} = 1 / \sqrt{T_3 T_m}. \quad (4.37)$$

Передаточную и частотную функции двухмассовой ЭМС удобно представлять, используя вместо p и Ω иные значения безразмерных переменных, а именно:

$$p_* = p / \Omega_{12}, \quad \Omega_* = \Omega / \Omega_{12}, \quad (4.38)$$

где Ω_{12} – частота недемпфированных упругих механических колебаний.

Нетрудно показать, что для ЭМС, изображенной на рис. 4.6, б, справедливо:

$$W_2(p) = (\mu p_* + 1) / D_2(p_*), \quad (4.39)$$

где

$$\begin{aligned}
 D_2(p_*) &= a_4 p_*^4 + a_3 p_*^3 + a_2 p_*^2 + a_1 p + a_0; \\
 a_4 &= \gamma v; \quad a_3 = \gamma \left[v\mu + T_{m1}^* + \frac{vb}{(\gamma-1)T_{m1}^*} \right]; \\
 a_2 &= \gamma \left[v + T_{m1}^* \mu + 1 + \left[\gamma T_{m1}^* + (\gamma-1)v\mu \right] b / \gamma(\gamma-1)T_{m1}^* \right] \\
 a_1 &= \left[\gamma T_{m1}^* + \mu(b+1) + \left[\gamma + v(\gamma-1) \right] b / (\gamma-1)T_{m1}^* \right]; \\
 a_0 &= b+1; \quad v = T_{m1}^* T_9 \Omega_{12}^2 = T_{m1}^* \cdot T_9^*;
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

$\mu = \beta_{12} \Omega_{12} / C_{12}$ – обобщенный безразмерный параметр, учитывающий влияние вязкого трения в кинематической связи.

Зачастую влиянием вязкого трения можно пренебречь ($\mu = 0$), и в этом случае числитель передаточной функции, как и для одномассовой системы, становится равным единице, а выражения коэффициентов a_1 , a_2 , a_3 соответственно упрощаются.

Частотная функция двухмассовой ЭМС имеет вид:

$$W_2(j\Omega_*) = \frac{j\mu\Omega_* + 1}{D_2(j\Omega_*)}, \tag{4.41}$$

причем

$$U(j\Omega_*) = \frac{c - \mu d \Omega_*}{c^2 + d^2}; \quad V(j\Omega_*) = \frac{1 + \mu c \Omega_*}{c^2 + d^2}, \tag{4.42}$$

где

$$c = a_4 \Omega_*^4 - a_2 \Omega_*^2 + a_0; \quad d = a_3 \Omega_*^3 - a_1 \Omega_*. \tag{4.43}$$

Исходя из принципа аргумента и критерия Михайлова, можно сформулировать признаки устойчивости системы рассматриваемого класса применительно к ее передаточной функции. Когда числитель передаточной функции – вещественное число, она будет устойчива, если при изменении частоты Ω от 0 до ∞ ее ФЧХ плавно устремляется к значению $n\pi/2$, не имея при этом возрастающих участков, а ее ЛАЧХ ни при каком конечном значении Ω не устремляется к ∞ . Восходящие участки в ФЧХ при данном виде передаточной функции обусловлены корнями характеристического полинома с положительной вещественной частью и, следова-

тельно, свидетельствуют о динамической неустойчивости системы. При другом выражении $M(p)$ следует учитывать, что участок возрастания в ФЧХ может быть вызван корнями полинома $M(p)$, расположенными в левой полуплоскости, и в этом случае возрастающий участок ФЧХ не свидетельствует о неустойчивости системы. Отличать причину появления участков возрастания в ФЧХ можно по диапазону значений Ω , которому соответствует данный участок. Если он расположен вблизи частоты сопряжения, определяемой корнями полинома $M(p)$, то устойчивость системы не нарушается. Расходящийся динамический процесс в реальных условиях фрикционной нагрузки переходит в режим фрикционных автоколебаний. Такой переход объясняется тем, что с возрастанием амплитуды колебаний рабочая точка выходит на восходящие участки характеристики трения. При этом, если на ее падающем участке происходит ввод колебательной энергии в систему, на восходящих – интенсивное рассеивание энергии, установившийся автоколебательный режим соответствует равенству введенной и рассеянной за период колебаний энергии [70]. Поскольку необходимым условием существования АКФ является расходящийся характер динамического процесса на падающем участке характеристики нагрузки, признаком возможности возникновения автоколебаний является наличие восходящего участка в ФЧХ, соответствующей указанному выше участку характеристики нагрузки. Наличие резонансного пика в ЛАЧХ, устремленного в бесконечность, свидетельствует о вырождении системы в консервативную за счет отрицательной жесткости характеристики трения.

Вышеуказанные признаки определяют необходимое условие существования АКФ. Они также являются и достаточным условием, если частотные характеристики построены для точки статического равновесия, которая расположена на падающем участке характеристики трения и для нее выполняется условие статической устойчивости $\beta_c < \beta$. В общем же случае вопрос о существовании АКФ решается с учетом начальных условий. ЛАЧХ и ФЧХ содержат также и другую информацию об АКФ. Если восходящему участку ЛФЧХ соответствует резонансный пик на ЛАЧХ, автоколебания носят характер нерелаксационных, близких к гармоническому, при отсутствии пика – релаксационных. Частота томсоновских автоколебаний близка к частоте Ω , соответствующей экстремуму пика ЛАЧХ. Наличие двух восходящих участков говорит о двухчастотном режиме

фрикционных автоколебаний, причем для двухмассовой системы одной из частот (как правило, более низкой) соответствует электромеханическая форма автоколебаний, другой – форма упругих механических автоколебаний.

Проиллюстрируем приведенные выше соображения примерами. На рис. 4.7 пунктиром изображены ЛАЧХ – L_1 и ФЧХ – φ_1 одномассовой ЭМС с параметрами $T_3 = 0,1$, $m = 0,4$ и $b = 0$, что соответствует работе на нагрузку вида $M_c(\omega) = \text{const}$. Вид данных характеристик показывает, что система устойчива, а переходные процессы в ней носят колебательный характер. Для тех же параметров T_3 и m , но при $b = -0,5$ ФЧХ (φ_2) содержит восходящий участок, что в сочетании с наличием резонансного пика в ЛАЧХ (кривая L_2) свидетельствует о возможности возникновения в рассматриваемой системе нерелаксационных электромеханических АКФ.

На рис. 4.8 изображены частотные характеристики двухмассовой ЭМС при отсутствии вязкого трения. Характер пунктирных кривых L_1 и φ_1 , соответствующих случаю $M_c(\omega) = \text{const}$ (т. е. $b = 0$), подтверждает, что по обеим частотам система устойчива. Наличие двух восходящих участков в ФЧХ (сплошные кривые φ_2) при $b = -0,7$ указывает на возможность двухчастотного режима фрикционных автоколебаний.

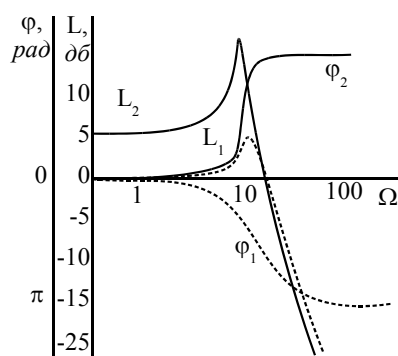


Рисунок 4.7 – ЛАЧХ и ФЧХ
одномассовой ЭМС

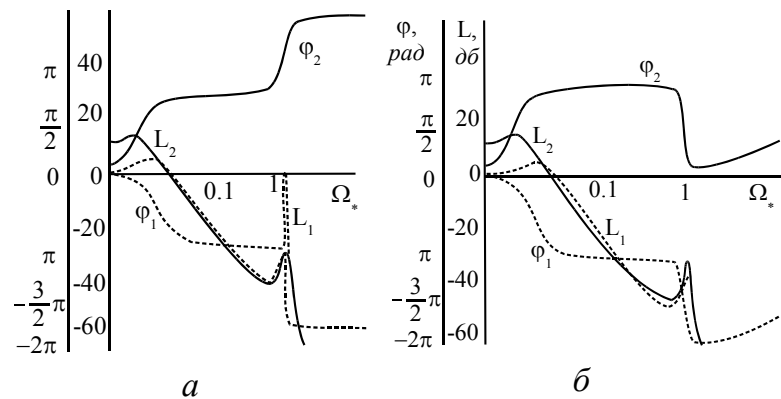


Рисунок 4.8 – ЛАЧХ и ФЧХ
двухмассовой ЭМС с ОБТ

Характеристики, представленные на рис. 4.8, построены для двухмассовой системы с вязким трением в кинематической связи ($\mu \neq 0$). Как ранее отмечалось, передаточная функция такой системы имеет числитель вида $M(p) = \mu p + 1$, корень которого отрицателен и равен $p = -1/\mu$. В реальных электроприводах $\mu < 0,096$, частота сопряжения, соответствующая

вышеуказанному корню, более чем в 10 раз превышает частоту недемпфированных упругих колебаний Ω_{12} . Следовательно, возрастающий участок в интервале $\lg \Omega_* > 1$ соответствует этому корню и не указывает на неустойчивость ЭМС. Учитывая это, а также признаки АКФ, можно заключить, что ЭМС с параметрами $T_{м1}^* = 10$; $\gamma = 2$; $\nu = 400$; $\mu = 0,096$; $b = 0$ ЛАЧХ и ФЧХ (пунктирные кривые L_1 и φ_1) устойчива, а в ЭМС с теми же параметрами, но при $b = -0,7$ (сплошные кривые ЛАЧХ и ФЧХ – L_2 и φ_2) возможен одночастотный режим электромеханических АКФ.

Таким образом, признаком возможности существования АКФ в двухмассовой ЭМС с фрикционной нагрузкой является наличие восходящего участка в ФЧХ в интервале частот $\Omega < \Omega_{12}$, причем два восходящих участка свидетельствуют о двухчастотном характере автоколебаний.

4.5. Особенности динамики системы с кинематическим зазором

В кинематических передачах электроприводов машин и механизмов, как правило, имеются зазоры. Технологический зазор предусматривается уже при изготовлении передачи. Например, если между зубьями шестерен редуктора не будет зазора, то от расширения зубьев от нагревания во время работы передачу может заклинить, что приведет к режиму короткого замыкания ЭП. В процессе работы машин зубья истираются, зазор увеличивается и, как известно, это может привести к существенному увеличению динамических нагрузок в кинематической цепи и возможным поломкам ее звеньев.

Рассмотрим физическую основу увеличения динамических нагрузок на примере расчетной схемы механической части ЭП, представленной на рис. 4.9

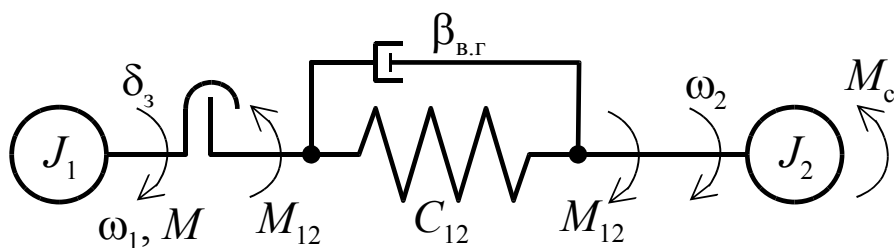


Рисунок 4.9 – Расчетная схема механической части ЭП с зазором

Механические величины в данной схеме приведены к скорости двигателя ω_1 , при этом

δ_3 – величина углового зазора;

C_{12} – жесткость упругой связи;

β_{12} – коэффициент внутреннего вязкого трения.

Характеристика зазора при взаиморасположении вала ЭД отношению к валу передачи посередине зазора имеет вид (рис. 4.10).

Такой вид характеристики означает, что до тех пор, пока зазор не будет полностью выбран, угловая деформация упругой связи отсутствует, а после выбора отличие скоростей первой J_1 и второй J_2 масс вызовет скручивание упругой связи и появление упругого момента M_y . То есть, если

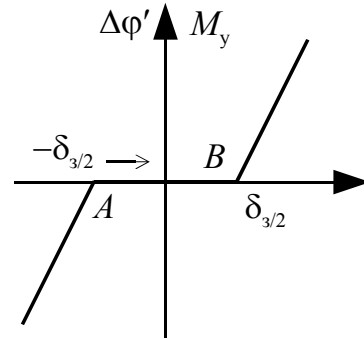


Рисунок 4.10 – Характеристика зазора

$$\begin{cases} \left| \Delta\varphi \leq \left| \frac{\delta_3}{2} \right| \right. & \Delta\varphi' = 0, \quad M_y = c_{12}\Delta\varphi' = 0; \\ \left| \Delta\varphi > \left| \frac{\delta_3}{2} \right| \right. & \Delta\varphi' \neq 0, \quad M_y = c_{12}\Delta\varphi'. \end{cases} \quad (4.44)$$

Полный момент M_{12} , создаваемый упругой связью, равен

$$M_{12} = M_y + M_{\text{в.т.}} = c_{12}\Delta\varphi' + \beta_{\text{в.т.}} \frac{d\Delta\varphi'}{dt} \quad (4.45)$$

Сущность влияния зазора рассмотрим на примере пуска ЭП ($\omega_1=0$; $\omega_2=0$) вхолостую ($M_c=0$), исходя из следующих физических соображений.

Пусть в начальный момент пуска зазор полностью раскрыт, что соответствует рабочей точке на характеристике зазора в положении А (рис. 4.10), а вращение при включении ЭП перемещает рабочую точку по направлению к точке В. Примем также, что в течение выбора зазора момент электродвигателя существенно не меняется $M = \text{const}$. Под действием данного момента масса J_1 приходит во вращение с ускорением

$$\varepsilon = \frac{M}{J_1}, \quad (4.46)$$

и к моменту выбора зазора в момент t_1 достигает скорости ω_1 . Очевидно, произведенная двигателем к данному моменту работа $A = M\delta_3$ переходит в кинетическую энергию массы J_1 , т.е.

$$M\delta_3 = \frac{J_1\omega_1^2}{2}. \quad (4.47)$$

Так как к моменту t_1 скорость 2-й массы была равна нулю, происходит соударение, вызывающее закрутку упругой связи на угол φ' , появление момента упругой связи M_{12} , под действием которого масса J_2 приходит во вращение. При этом значительная часть кинетической энергии массы J_1 переходит в потенциальную энергию деформации упругой связи, т. е.

$$kM\delta_3 = \frac{C_{12}(\Delta\varphi'_m)^2}{2}, \quad (4.48)$$

где $k < 1$,

$$\Delta\varphi'_m = \sqrt{\frac{2kM\delta_3}{C_{12}}}, \quad (4.49)$$

а упругий момент достигает значения

$$M_{y \max} = C_{12}\Delta\varphi'_m = \sqrt{2kM\delta_3 C_{12}}. \quad (4.50)$$

Как видим, амплитуда упругого момента тем больше, чем больше зазор, жесткость упругой связи и момент ЭП, при котором происходит выбор зазора. Коэффициент k тем больше, чем больше момент инерции J_2 , т.к. тем медленнее вторая масса будет ускоряться после соударения, поглощая часть кинетической энергии массы J_1 .

После выбора зазора ЭМС становится двухмассовой, для которой характерен колебательный динамический режим. Знакопеременный характер упругого момента может вызывать неоднократные размыкания зазора и повторение ударной нагрузки.

Оценим, какие изменения привнесет в динамику двухмассовой ЭМС нелинейная нагрузка с МХ, содержащей падающий участок отрицатель-

ного вязкого трения, по сравнению с вышерассмотренным случаем $M_c = \text{const}$.

Очевидно, увеличение в результате соударения амплитуды момента M_{12} , действующего на рабочий орган, повышает вероятность выполнения условия

$$M_{y \max} > M_{c \max},$$

где $M_{c \max}$ – момент сопротивления нагрузки, соответствующий максимальному коэффициенту трения. В этом случае произойдет срыв в буксование, рабочая точка перейдет на падающий участок характеристики трения, и колебательный процесс может принять расходящийся характер. Это, в свою очередь, приведет к увеличению амплитуды колебания и на обратной полуволне M_{12} зазор вновь может раскрыться, создавая условия для последующего соударения. Совокупность таких соударений, являющихся возмущающими воздействиями для ЭМС при близости либо кратности их частоты собственной частоте колебаний ЭМС с ОВТ, может привести к существенно большему возрастанию $M_{y \max}$, чем это имело бы место при $M_c = \text{const}$.

Структурная схема подобной разомкнутой системы ЭП с учетом электромагнитной инерционности ЭП может быть представлена в виде (рис. 4.11).

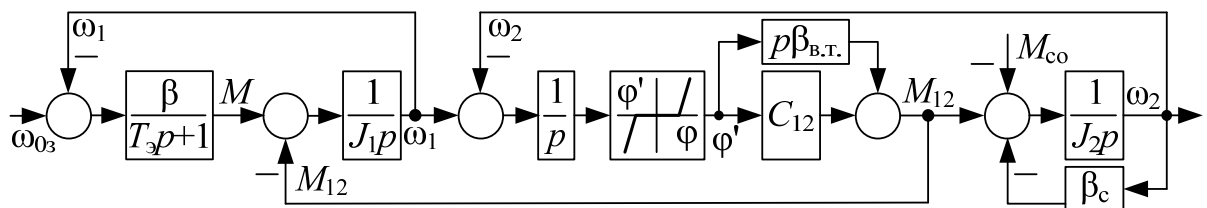


Рисунок 4.11 – Структурная схема ЭМС с ОВТ с зазором

В работе [92] компьютерным моделированием была установлена зависимость $M_{y \max}$ от значения зазора δ_z и характеризующего участок отрицательного вязкого трения параметра $b = \beta_c / \beta$.

Результаты расчета представлены на рис. 4.12.

Они свидетельствуют, что при определенном сочетании этих параметров амплитуда упругого момента резко возрастает.

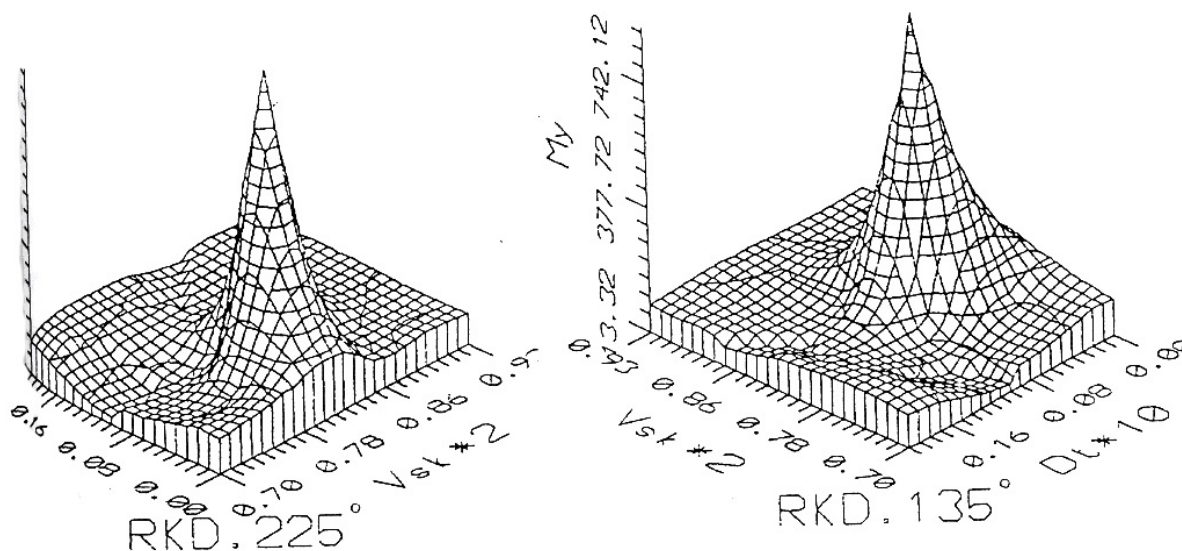


Рисунок 4.12 – Влияние зазора на динамические нагрузки в ЭМС с ОБТ

С физической точки зрения это объясняется тем, что изменение величины зазора вызывает изменение времени его выбора, а величина b влияет на собственную частоту упругих колебаний. При этом возникнуть условия для синфазных соударений после выбора зазора, частота которых совпадает (либо кратна) собственной частоте упругих колебаний, как это, например, имеет место при раскачивании качелей.

Устранение чрезмерных бросков упругого момента от соударений после выбора зазора может быть достигнуто: при пуске – путем выбора зазора на малой скорости ω_1 , а в процессе движения – согласованием скоростей ω_1 и ω_2 за счет соответствующего управления электроприводом.

Глава 5

ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ВЯЗКИМ ТРЕНИЕМ

В предыдущих разделах показано, что в электромеханических системах с отрицательным вязким трением возможно возникновение фрикционных автоколебаний недопустимых либо нежелательных для многих машин и механизмов.

Электропривод как гибкое средство управления позволяет не только устранить нежелательные режимы, но и обеспечить требуемые показатели как в установившихся, так и в динамических режимах. С физической точки зрения это обеспечивается наложением на задающий сигнал U_z , определяющий значение выходной координаты в установившемся режиме, текущих сигналов обратных связей координат электропривода (токов, моментов, скоростей и др.) – U_{oci} . При этом текущее значение управляющего сигнала U_y равно

$$U_y = U_z - \sum_{i=1}^n U_{oci}.$$

Характер изменения сигналов каждой из обратных связей определяется ее видом, что отображается передаточной функцией $W_{oci}(p)$. Для безынерционной связи $W_{oci}(p) = k_i$, для идеальной гибкой выполняется дифференцирование сигналов от координаты, т. е. $W_{oci}(p) = T_i p$, для форсирующего звена 1-го порядка $W_{oci}(p) = k_i(T_i p + 1)$ и т. д. Требуемый характер изменения управляющего воздействия может также обеспечиваться установкой регуляторов в прямой канал контура регулирования координаты, выполняющих усиление, дифференцирование либо интегрирование управляющего сигнала контура.

Учитывая, что в реальных электроприводах, представляемых одномассовой электромеханической системой, фрикционные автоколебания проявляются при крайне редком сочетании параметров $m = T_m / T_z$ и $b = \beta_c / \beta$, оценку влияния внешних обратных связей выполним для двухмассовой ЭМС с ОВТ, обладающей как электромагнитной, так и электромеханической инерционностями ($T_z \neq 0$, $T_m \neq 0$).

Такой подход позволит получить соотношения для других вариантов двухмассовой ЭМС ($T_z = 0$, $b \neq 0$; $T_z \neq 0$, $b = 0$) как частные случаи аналитических выражений рассматриваемой системы.

В настоящей главе на примере системы автоматического регулирования с параллельной коррекцией и общим сумматором устанавливается, как та или иная связь влияет на вид характеристического полинома, определяющего динамические свойства системы, и выводятся зависимости, используемые в дальнейшем при синтезе систем с заданными показателями регулирования.

5.1. Обобщенная структурная схема двухмассовой ЭМС с общим сумматором

Для обеспечения общности выводов при выявлении свойств различных внешних обратных связей (ОС) рассмотрим условную электромеханическую систему, в которой введены внешние отрицательные обратные связи по всем основным ее координатам без ограничений на вид передаточной функции каждой из ОС (рис. 5.1). Структурная схема этой ЭМС содержит 8 контуров, из которых (1)–(4) образованы внутренними ОС, а (5)–(8) – внешними. Параметры механической части полагаются приведенными к скорости электродвигателя.

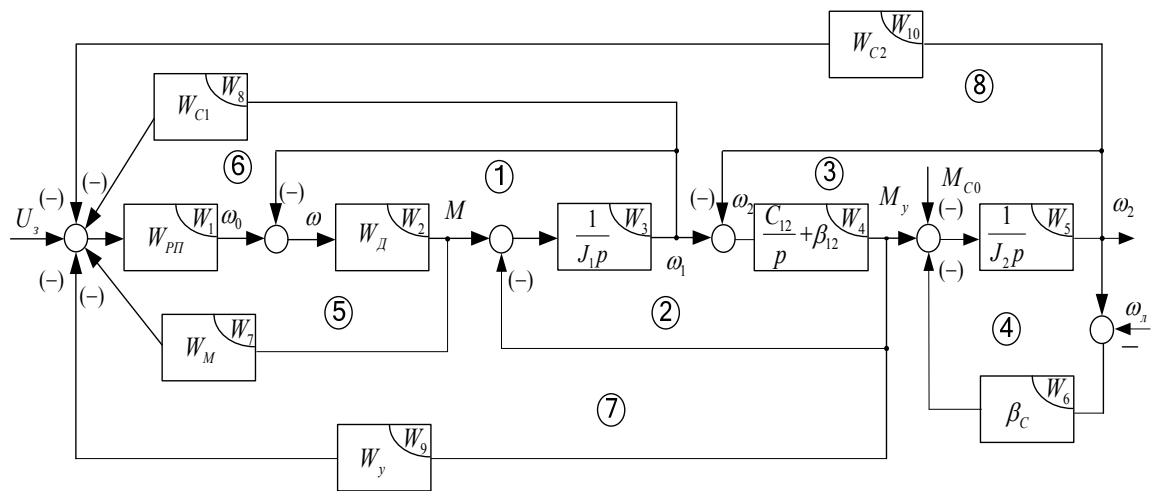


Рисунок 5.1 – Двухмассовая электромеханическая система с обратными связями

В указанной схеме передаточные функции звеньев обозначены:

$W_{\text{рп}}$ – звена «регулятор – преобразователь»;

$W_{\text{д}}$ – звена электромеханического преобразования энергии;

$W_{\text{м}}, W_{\text{с1}}, W_{\text{у}}, W_{\text{с2}}$ – передаточные функции цепей обратных связей, соответственно, по моменту, скорости ЭД, упругому моменту и по скорости рабочего органа РО.

Внутреннее вязкое трение упругой кинематической связи не учитывается ($\beta_{12}=0$) в силу его слабого влияния на динамику системы по сравнению с демпфирующими свойствами электропривода. Данное допущение обеспечит положительный эффект при синтезе систем с заданными показателями регулирования, создавая «запас надежности» по их обеспе-

чению в реальных условиях. Это объясняется тем, что с физической точки зрения внутреннее вязкое трение будет лишь улучшать динамику ЭМС, снижая перерегулирование и ускоряя затухание колебаний.

Данная схема является универсальной в том смысле, что учитывает действие всех видов внешних связей одновременно и представляет их передаточные функции в общем виде. Полученная для нее передаточная функция, в свою очередь, также отражает влияние всех связей на динамику системы и позволяет легко получить передаточные функции многообразия двухмассовых ЭМС с заданным видом ОС, полагая передачи соответствующих связей равными нулю. Подобный подход упрощает выявление закономерностей влияния вида ОС на динамические свойства системы и дает возможность сопоставить действие различных видов связей.

С целью унификации формы записи при выводе соотношений приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} W_1 = W_{\text{рп}}; W_2 = W_{\text{д}}; W_3 = \frac{1}{J_1 p}; W_4 = \frac{C_{12}}{p} + \beta_{12}; W_5 = \frac{1}{J_2 p}; \\ W_6 = \beta_{\text{с}}; W_7 = W_{\text{м}}; W_8 = W_{\text{с1}}; W_9 = W_{\text{у}}; W_{10} = W_{\text{с2}}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

5.2. Влияние внешних обратных связей на характеристический полином

Динамические свойства системы по свободной составляющей определяются значениями корней ее характеристического полинома, представляющего собой знаменатель передаточной функции системы. Найдем выражение характеристического полинома рассматриваемой ЭМС.

Согласно формуле Мэзона передаточная функция системы по управляющему воздействию равна

$$W(p) = \frac{\omega_2(p)}{U_3(p)} = \frac{\sum_i P_i \Delta_i}{\Delta}, \quad (5.2)$$

где P_i – передача i -го пути прохождения сигнала от входной величины к выходной;

Δ – определитель схемы;

Δ_i – алгебраическое дополнение к i -му пути.

Схема имеет лишь один путь $P_i = P_1$, с передачей

$$P_1 = W_1 W_2 W_3 W_4 W_5. \quad (5.3)$$

Так как путь касается всех контуров, алгебраическое дополнение $\Delta_1 = 1$.

Определитель условной схемы в соответствии с изложенными в [23] топологическими правилами имеет вид:

$$\Delta = 1 - \sum_{i=1}^{i=8} L_i + [L_4(L_1 + L_2 + L_5 + L_6 + L_7) + L_3(L_1 + L_6) + L_5(L_2 + L_3)] - L_2 L_4 L_5, \quad (5.4)$$

где передачи каждого из контуров L_1-L_8 равны произведению передаточных функций, входящих в контур звеньев. Отрицательный характер ОС учитывается знаком «минус» перед ее передаточной функцией. Таким образом, в общем виде выражения передач контуров:

$$L_1 = -W_2 W_3; L_2 = -W_3 W_4; L_3 = -W_4 W_5; L_4 = -W_5 W_6; L_5 = -W_1 W_2 W_7; \\ L_6 = -W_1 W_2 W_3 W_8; L_7 = -W_1 W_2 W_3 W_4 W_9; L_8 = -W_1 W_2 W_3 W_4 W_5 W_{10} \quad (5.5)$$

Подставим выражение (5.5) в (5.4), сгруппировав отдельно слагаемые, не содержащие передач цепей внешних обратных связей и содержащие таковые. При этом оказывается, что определитель рассматриваемой ЭМС представляется суммой определителя разомкнутой системы (без внешних ОС) – $\Delta_{\text{раз}}$ и некоторого дополнения к данному определителю – $\Delta_{\text{ос}}$, отражающего влияние внешних ОС:

$$\Delta = \Delta_{\text{раз}} + \Delta_{\text{ос}},$$

$$\text{где} \quad \Delta_{\text{раз}} = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + [L_1(L_3 + L_4) + L_2 L_4], \quad (5.6)$$

а

$$\Delta_{\text{ос}} = L_5(L_2 + L_3 + L_4 - L_2 L_4 - 1) + L_6(L_3 + L_4 - 1) + L_7(L_4 - 1) - L_8 \quad (5.7)$$

Нетрудно увидеть, что дополнение $\Delta_{\text{ос}}$ представляет собой сумму слагаемых, каждое из которых отражает влияние одного из видов внешней обратной связи, поскольку именно в передачи контуров L_5 , L_6 , L_7 и L_8 входят передаточные функции цепей обратных связей:

$$\Delta_{oc} = \sum_{i=7}^{i=10} \Delta_{oci} = \Delta_m + \Delta_{c1} + \Delta_y + \Delta_{c2}. \quad (5.8)$$

Подставив в (5.7) соотношения для передач контуров (5.5) и сгруппировав слагаемые, содержащие передачи каждого из видов внешней связи, получим дополнения к определителю разомкнутой системы от внешних ОС соответственно по моменту (току) электродвигателя $\Delta_{oc7} = \Delta_m$, по его скорости $\Delta_{oc8} = \Delta_{c1}$, по упругому моменту $\Delta_{oc9} = \Delta_y$ и скорости рабочего органа $\Delta_{oc10} = \Delta_{c2}$:

$$\Delta_{oc7} = \Delta_m = W_1 W_2 [W_7 (1 + W_3 W_4 + W_4 W_5 + W_5 W_6 + W_3 W_4 W_5 W_6)]; \quad (5.9)$$

$$\Delta_{oc8} = \Delta_{c1} = W_1 W_2 [W_8 (W_3 + W_3 W_4 W_5 + W_3 W_5 W_6)]; \quad (5.10)$$

$$\Delta_{oc9} = \Delta_y = W_1 W_2 [W_9 (W_3 W_4 + W_3 W_4 W_5 W_6)]; \quad (5.11)$$

$$\Delta_{oc10} = \Delta_{c2} = W_1 W_2 [W_{10} (W_3 W_4 W_5)]; \quad (5.12)$$

или в общем случае

$$\Delta_{oci} = W_1 W_2 W_i F_i [(W_3, W_4, W_5, W_6)], \quad (5.13)$$

где $i = 7, 8, 9, 10$, а $F_i [(W_3, W_4, W_5, W_6)]$ – функция, определяемая выражением передач звеньев разомкнутой системы в квадратных скобках согласно (5.9–5.12).

В математическом отношении для замкнутой ЭМС влияние обратной связи проявляется в изменении по отношению к разомкнутой системе значений коэффициентов характеристического полинома путем суммирования коэффициентов при одноименных степенях оператора p определителя и дополнений от обратных связей по соотношениям разомкнутой ЭМС – $\Delta_{раз}$ (5.9–5.12).

В общем случае передаточные функции (W_1 – W_5) звеньев разомкнутой ЭМС можно представить в виде:

$$W_i = \frac{A_i(p)}{D_i(p)} \quad \text{при } i = 1, 2, 3, 4, 5, \quad (5.14)$$

где $A_i(p)$ и $D_i(p)$ представляют собой число, одночлены или двучлены.

Определяющий динамические свойства замкнутой системы ее характеристический полином, как следует из (5.2), (5.3) и (5.14), равен произведению определителя Δ на произведение знаменателей передаточных функций пути P_1 , т. е.

$$D_3(p) = \Delta \cdot \prod_i D_i(p) = \prod_i D_i(p) \left[(\Delta_{\text{раз}} + \Delta_{\text{ос}}) \right], \quad (5.15)$$

или

$$D_3(p) = D_{\text{раз}}(p) + D_{\text{ос}}(p), \quad (5.16)$$

Подставляя в (5.15) из (5.6) соотношение для $\Delta_{\text{раз}}$, выраженное с учетом выражений (5.8) и (5.14), получим, что характеристический полином системы $D_{\text{раз}}(p)$ равен

$$D_{\text{раз}}(p) = D_1 (D_2 D_3 D_4 D_5 + A_2 A_3 D_4 D_5 + A_3 A_4 D_2 D_5 + A_4 A_5 D_2 D_3 + \\ + A_5 W_6 D_2 D_3 D_4 + A_2 A_3 A_4 A_5 + A_2 A_3 A_5 D_4 W_6 + A_3 A_4 A_5 D_2 W_6). \quad (5.17)$$

Используя (5.14), выполнив аналогичные подстановки, получим, что дополнение к характеристическому полиному разомкнутой системы, отражающее влияние на динамические свойства системы внешних ОС, имеет вид:

$$D_{\text{ос}}(p) = A_1 A_2 D_3 D_4 D_5 \sum_{i=7}^{i=10} W_i F_i(W_3, W_4, W_5, W_6),$$

то есть каждого вида ОС

$$D_{\text{ос}}(p) = A_1 A_2 W_i \left[D_3 D_4 D_5 F_i(W_3, W_4, W_5, W_6) \right], \quad (5.18)$$

или с учетом соотношений (5.9–5.12), дополнения к характеристическому полиному разомкнутой системы от различных видов ОС, соответственно равны:

- для ОС по току (моменту) электродвигателя

$$D_7 = A_1 A_2 W_7 \left[D_3 D_4 D_5 + A_3 A_4 D_5 + D_3 A_4 A_5 + D_3 D_4 A_5 W_6 + A_3 A_4 A_5 W_6 \right]; \quad (5.19)$$

- для ОС по скорости первой массы

$$D_8 = A_1 A_2 A_3 W_8 (D_4 D_5 + A_4 A_5 + D_4 A_5 W_6); \quad (5.20)$$

- для ОС по упругому моменту

$$D_9 = A_1 A_2 A_3 A_4 W_9 (D_5 + A_5 W_6); \quad (5.21)$$

- для ОС по скорости второй массы

$$D_{10} = A_1 A_2 A_3 A_4 A_5 W_{10}. \quad (5.22)$$

Пусть передаточная функция звена «регулятор-преобразователь» представляет собой безынерционное звено $W_{\text{рп}} = K_{\text{п}}$, а звено электро-механического преобразования $W_{\text{д}}$ (рис. 5.1) – аperiodическое звено первого порядка. В безразмерных параметрах

$$W_{\text{д}} = W_2 = \frac{1}{\frac{\nu}{T_{\text{м1}}^*} p^* + 1}.$$

Исходя из соотношений $W_i = A_i / D_i$, подставляя значения A_i , D_i и W_i и переходя к обобщенным параметрам, получаем промежуточные соотношения для расчета D_7 – D_{10} :

$$D_3 D_4 D_5 = J_1 J_2 p^3 = C_{12} \beta \left(\frac{J_1 J_2 \Omega_{12}^3}{C_{12} \beta} \right) p_*^3 = C_{12} \beta \gamma T_{\text{м1}}^* p_*^3; \quad (5.23)$$

$$D_3 D_4 D_5 W_3 W_4 = C_{12} J_2 p = C_{12} \beta (\gamma - 1) T_{\text{м1}}^* p_*; \quad (5.24)$$

$$D_3 D_4 D_5 W_4 W_5 = C_{12} J_1 p = C_{12} \beta T_{\text{м1}}^* p_*; \quad (5.25)$$

$$D_3 D_4 D_5 W_5 W_6 = \beta_c J_1 p^2 = C_{12} \beta \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} b p_*^2; \quad (5.26)$$

$$D_3 D_4 D_5 W_3 W_4 W_5 W_6 = \beta_c C_{12} = C_{12} \beta b. \quad (5.27)$$

Эти соотношения, будучи подставленными в выражения (5.19–5.22), с учетом соотношений преобразования физических величин к безразмерным обобщенным параметрам (2.85)–(2.95) и к безразмерному оператору $p_* = p / \Omega_{12}$, обеспечивают следующие выражения дополнений к характеристическому уравнению разомкнутой системы, выраженные в безразмерных параметрах:

- для ОС по моменту двигателя:

$$\Delta D_7 = K_{\Pi} \beta W_7 \left(\gamma T_{M1}^* p_*^3 + \frac{\gamma}{(\gamma-1)} b p_*^2 + \gamma T_{M1}^* p_* + b \right); \quad (5.28)$$

- для ОС по скорости двигателя

$$\Delta D_8 = K_{\Pi} W_8 \left(\gamma p_*^2 + \frac{\gamma}{(\gamma-1) T_{M1}^*} b p_* + 1 \right); \quad (5.29)$$

- для ОС по упругому моменту

$$\Delta D_9 = K_{\Pi} \beta W_9 \left[(\gamma-1) T_{M1}^* p_* + b \right]; \quad (5.30)$$

- для ОС по скорости 2-ой массы

$$\Delta D_{10} = K_{\Pi} W_{10}. \quad (5.31)$$

В характеристическом уравнении разомкнутой системы

$$\begin{aligned} Q_{\text{раз}}(p) = & \gamma v p_*^4 + \gamma \left[T_{M1}^* + \frac{v}{(\gamma-1) T_{M1}^*} b \right] p_*^3 + \gamma \left[v + 1 + \frac{1}{(\gamma-1)} b \right] p_*^2 + \\ & + \left[\gamma T_{M1}^* + \frac{\gamma + v}{T_{M1}^*} b \right] p_* + (b + 1) \end{aligned} \quad (5.32)$$

в каждом из коэффициентов, начиная с 3-й степени, имеется слагаемое с параметром b . Именно эти слагаемые (поскольку они отрицательны) приводят к потере устойчивости системы, устойчивой при $b=0$.

Динамическая неустойчивость имеет место, если один или несколько из коэффициентов полинома (5.32) отрицательны.

В свою очередь, это обусловлено наличием в этих коэффициентах слагаемых с отрицательным значением $b = \beta_c / \beta$, т.е. при нагрузке с отрицательным вязким тернием (когда рабочая точка находится на падающем участке характеристики трения).

Очевидно, в случае исходно неустойчивой разомкнутой системы дополнение к характеристическому полиному от внешних ОС должно обеспечить изменение отрицательного значения коэффициента a_i ($i = 3, 2, 1$) на положительное.

Укажем некоторые свойства типовых ОС по влиянию на характеристический полином замкнутой системы, вытекающие из соотношений (5.28-5.31):

1. Все безынерционные связи влияют на значения свободного члена характеристического полинома, т. е. на статические свойства системы, причем отрицательные ОС по моменту двигателя и упругому моменту могут привести к статической неустойчивости.

2. Все безынерционные ОС, за исключением ОС по выходной координате ω_2 , влияют на коэффициенты характеристического полинома при степенях p_* , а, следовательно, и на динамические свойства системы.

3. Хотя безынерционная ОС по моменту ЭД влияет на 3 коэффициента характеристического полинома при степенях p_* , самостоятельно она не может быть универсальной (т. е. гарантировано обеспечить устойчивость замкнутой ЭМС с ОВТ). Это объясняется тем, что повышение одних коэффициентов (например, при p_*^3 и p_*) влечет за собой снижение и переход к отрицательному значению коэффициента при p_*^2 и свободного члена, содержащем параметр b , имеющий отрицательное значение.

4. Дополнение к характеристическому полиному от обратной связи по выходной координате не содержит в своем выражении параметра b , имеющего отрицательное значение. Это создает возможность корректировки любого коэффициента исходно неустойчивой ЭМС с ОВТ путем введения ОС по производной соответствующего порядка.

5. Для обеспечения заданных показателей регулирования необходимо введение обратных связей с четырьмя изменяемыми параметрами, что позволит обеспечить требуемые значения коэффициентов при степенях p_*^3 , p_*^2 , p_* , а также свободного члена.

Указанные в п. 4 и 5 обстоятельства были использованы при создании квазинейрорегулятора, описанного в подразделе 7.6.

Однако, применяя сочетание типовых ОС, используя полученные соотношения, можно строить устойчивые ЭМС с ОВТ с заданными динамическими показателями на основе корневых методов синтеза [15, 35, 72] и интеллектуальных методов управления [50, 52, 55, 73]. Вопросы,

связанные с построением электромеханических систем с нелинейным трением, рассматриваются в главах 6 и 7.

5.3. Влияние типовых обратных связей на динамическую устойчивость двухмассовой ЭМС с ОВТ.

Известно, что обеспечить требуемые динамические показатели системы автоматического регулирования можно, применив модальное управление. Однако применительно к рассматриваемой двухмассовой ЭМС с ОВТ это потребовало бы создания ОС по четырем координатам, среди которых имеются трудноизмеряемые, например, упругий момент M_y .

Рассмотрим, можно ли, используя выведенные соотношения дополнений ХП от внешних ОС (5.28)–(5.31), с помощью простейших ОС обеспечить хотя бы лишь один важнейший динамический показатель регулирования – устойчивость ЭМС с ОВТ.

Под простейшей ОС будем понимать связь по одной координате: либо безынерционную $W_{осi} = K_i$, либо гибкую не выше 1-го порядка $W_{осi} = T_i p$ – идеальную, или $W_{осi} = K_i(T_i p + 1)$ – в виде дифференцирующего звена 1-го порядка.

Пусть исходная ЭМС с ОВТ неустойчива, что проявляется в отрицательности одного или нескольких коэффициентов характеристического полинома разомкнутой системы (5.32), имеющего общий вид:

$$D_p(p_*) = a_4 p_*^4 + a_3 p_*^3 + a_2 p_*^2 + a_1 p_* + a_0,$$

где в соответствии с (5.32)

$$a_4 = \gamma v; \quad (5.33)$$

$$a_3 = \gamma \left[T_{m1}^* + \frac{v}{(\gamma - 1) T_{m1}^*} b \right]; \quad (5.34)$$

$$a_2 = \gamma \left[v + 1 + \frac{1}{(\gamma - 1)} b \right]; \quad (5.35)$$

$$a_1 = \gamma T_{m1}^* \frac{\gamma + \nu(\gamma - 1)}{T_{m1}^*(\gamma - 1)} b; \quad (5.36)$$

$$a_0 = b + 1. \quad (5.37)$$

Динамическая неустойчивость имеет место, если один или несколько из коэффициентов a_3 , a_2 , a_1 отрицательны (отрицательность a_0 имеет место при $b = -1$, т. е. в статически неустойчивой ЭМС). Отрицательные значения вышеуказанных коэффициентов обусловлены наличием в этих коэффициентах слагаемых с отрицательным значением $b = \beta_c / \beta$, вследствие отрицательности жесткости МХ нагрузки β_c на падающем участке характеристики трения.

Для выполнения необходимого условия устойчивости коэффициенты в дополнении при степенях отрицательных членов характеристического полинома разомкнутой ЭМС с ОВТ, во-первых, должны быть положительными, во-вторых, превышать абсолютное значение отрицательного коэффициента. В этом случае при сложении соответствующий коэффициент замкнутой системы станет положительным. Рассмотрим с этой точки зрения действие различных типовых ОС на характеристический полином разомкнутой системы.

Учитывая, что действие неидеальной гибкой связи можно рассматривать как одновременное действие идеальной гибкой и безынерционной, ограничимся раздельным рассмотрением каждой из последних.

Отрицательная ОС по моменту (току) АД

а) жесткая ОС с коэффициентами передачи K_m обеспечит дополнение к характеристическому полиному разомкнутой системы

$$\Delta D_7 = K_n \beta K_m \left(\gamma T_{m1}^* p_*^3 + \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} b p_*^2 + \gamma T_{m1}^* p_* + b \right) \quad (5.38)$$

Как видим, данная связь, способствуя положительности значения коэффициентов a_3 и a_1 , в то же время из-за отрицательности величины b уменьшает коэффициенты a_2 и a_0 . При этом, в случае уменьшения a_0 до отрицательных значений, замкнутая система станет статически неустойчивой.

б) гибкая ОС с передаточной функцией $W_7 = T_{om}^* p_*$. В этом случае

$$\Delta D_7 = K_{\Pi} \beta T_{\text{ЭМ}} \left(\gamma T_{\text{м}}^* p_*^4 + \frac{\gamma}{(\gamma - 1)} b p_*^3 + \gamma T_{\text{м1}}^* p^2 + b p \right). \quad (5.39)$$

При данной ОС порядок дополнения стал таким же, как и порядок ХП разомкнутой системы, т.е. произошла корректировка и коэффициента a_4 . Однако эта корректировка не меняет исходной положительности этого коэффициента. Данная связь действует в сторону положительного значения a_2 , однако уменьшаются коэффициенты a_3 и a_1 , которые могут приобрести отрицательные значения и устойчивость замкнутой системы не будет достигнута.

Аналогично рассуждая, нетрудно оценить влияние каждой из простейших отрицательных ОС на коэффициенты ХП с точки зрения выполнения необходимого условия устойчивости. Результаты анализа сведены в табл. 5.1. В данной таблице стрелка \uparrow означает действие отрицательной ОС в сторону увеличения коэффициента, а стрелка \downarrow – в сторону его уменьшения.

Таблица 5.1 – Влияние типовых отрицательных обратных связей на характеристический полином разомкнутой двухмассовой ЭМС с ОБТ

I. Жесткие связи $W_{\text{ос}} = K$

Коэффициент Координата	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0
По моменту (току) ЭД	–	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow
По скорости 1-й массы	–	–	\uparrow	\downarrow	\uparrow
По упругому моменту	–	–	–	\uparrow	\downarrow
По скорости 2-й массы	–	–	–	–	\uparrow

II Идеальные гибкие связи $W_{\text{ос}} = Tr$

Коэффициент Координата	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0
По моменту (току) ЭД	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	–
По скорости 1-й массы	–	\uparrow	\downarrow	\uparrow	–
По упругому моменту	–	–	\uparrow	\downarrow	–
По скорости 2-й массы	–	–	–	\uparrow	–

Использование положительных ОС меняет действие на коэффициенты по сравнению с отрицательными на противоположное. В общем случае, для правильного выбора простейшей ОС, обеспечивающей устойчивость замкнутой системы, необходимо знать численные значения коэффициентов характеристического полинома исходной разомкнутой ЭМС с ОВТ. В свою очередь, эти коэффициенты определяются сочетанием характеризующих систему обобщенных безразмерных параметров:

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} - \text{коэффициент соотношения масс};$$

$T_{m1}^* = T_{m1} \cdot \Omega_{12} = \frac{J_1}{\beta} \Omega_{12}$ – относительное значение электромеханической постоянной времени 1-й массы (ротора ЭД и суммы жестко связанных с ним масс);

$\nu = \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{эм}^2}$ – отношение квадратов угловых частот недемпфированных упругих электромеханических колебаний;

$b = \frac{\beta_c}{\beta}$ – отношение жесткости МХ нагрузки на падающем участке характеристики трения к модулю жесткости МХ электропривода.

Определив, при каких степенях оператора p^* коэффициенты отрицательны и, используя табл. 5.1, можно установить, какой из связей можно обеспечить выполнение необходимого условия устойчивости – положительности всех коэффициентов. Выбирая параметры обратной связи, следует контролировать, не приведет ли обеспечение положительности исходно отрицательного коэффициента к отрицательным значениям других. При этом следует иметь в виду, что жесткие ОС, изменяя жесткость статической механической характеристики ЭП, могут привести к статической неустойчивости, что проявится в отрицательном значении свободного члена ХП замкнутой системы.

На рис. 5.2–5.4 проиллюстрировано влияние некоторых из видов гибких ОС на области устойчивости. Так, например, гибкая отрицательная ОС по упругому моменту ($\alpha_y = K_{п\beta} K_y \Omega_{12} p^* = 0,1; 0,5$) расширяет область устойчивости, а положительная ($\alpha_y = -0,1; -0,5$) – сокращает (рис. 5.2).

Расширению области устойчивости относительно разомкнутой системы ($\alpha_{с2} = 0$) соответствует введение положительной гибкой ОС по ско-

рости второй массы (рис. 5.3, а, кривая $\alpha_{c2} = -0,2$, где $\alpha_c = K_{\Pi} K_{c2}$), и, наоборот – отрицательной $\alpha_{c2} > 0$ – сокращает область устойчивости ($\alpha_{c2} = 0,1-0,2\dots 0,5$). Действие гибких ОС по скорости 1-й массы (скорость ЭД – ω_1) противоположно, расширению области устойчивости способствует введение гибкой отрицательной обратной связи (рис. 5.3, б, $\alpha_{c1} > 0$).

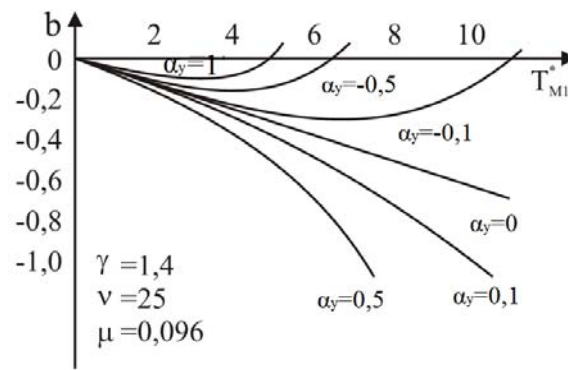
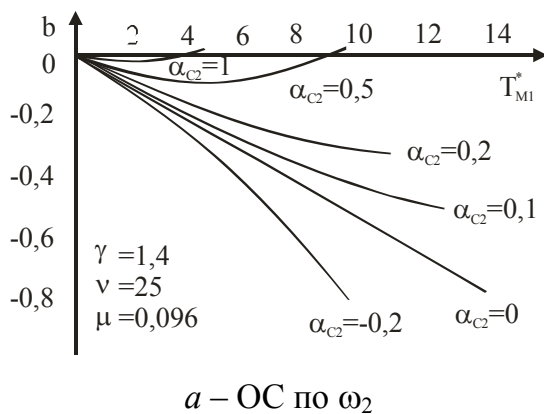
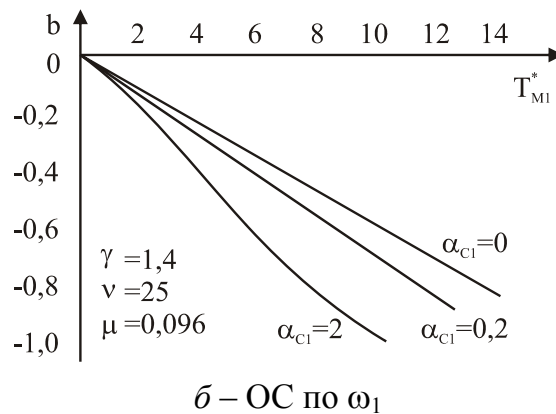


Рисунок 5.2 – Влияние гибкой ОС по M_y при $T_3 \neq 0$



а – ОС по ω_2



б – ОС по ω_1

Рисунок 5.3 – Влияние гибких ОС на границы устойчивости двухмассовой ЭМС с ОВТ

На эффективность действия положительной по скорости ЭД гибкой ОС существенно влияет значение коэффициента соотношения масс $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$. Чем этот параметр больше, тем в большей мере расширяется область устойчивости (рис. 5.4, а, б, в). Это объясняется известным свойством двухмассовой ЭМС – усилением демпфирующих свойств ЭП с увеличением коэффициента соотношения масс γ .

При отсутствии влияния электромагнитной инерционности ЭД ($T_3 = 0$), двухмассовая ЭМС с ОВТ имеет характеристический полином не 4-го, а 3-го порядка. В этом случае область устойчивости расширяется введением положительной ОС по скорости первой массы ω_1 .

При этом следует, однако, заметить, что той или иной типовой ОС можно лишь расширить область динамической устойчивости, устранив

фрикционные автоколебания, изменяя значение параметра ОС в строго определенном диапазоне [96]. Чрезмерное изменение этих значений приведет к нарушению необходимого условия устойчивости – положительности всех коэффициентов характеристического полинома замкнутой системы. Кроме того, данный способ не гарантирует обеспечения требуемых технологическим процессом всех динамических показателей. Система может стать устойчивой, однако колебательность либо перерегулирование могут быть недопустимо большими.

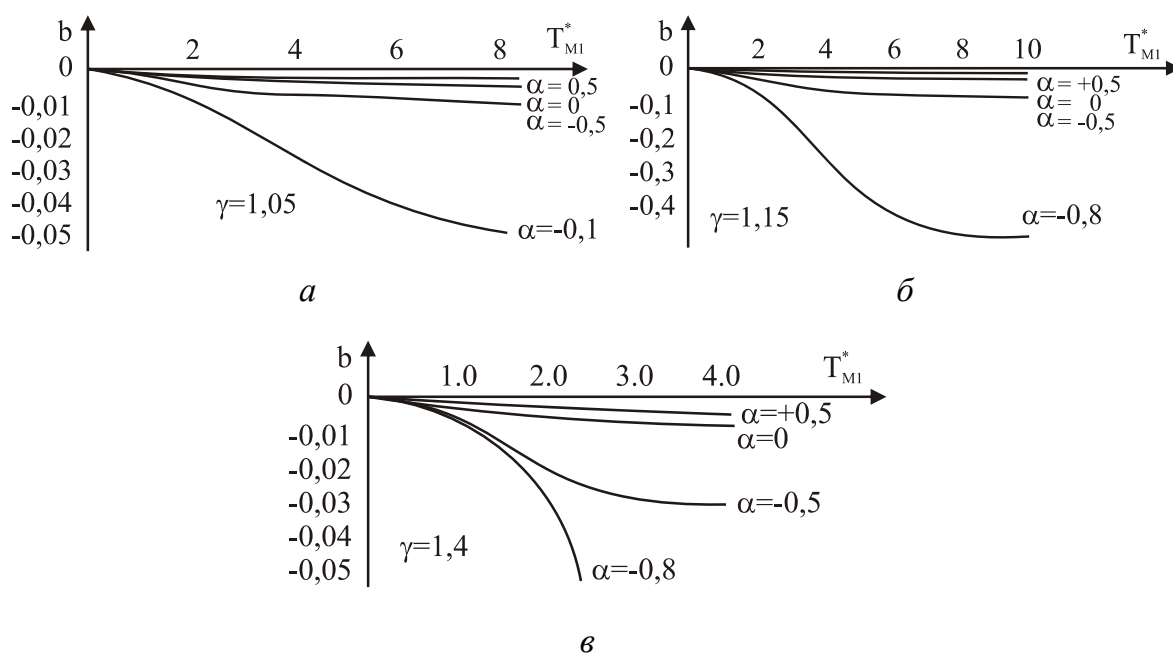


Рисунок 5.4 – Границы устойчивости двухмассовой ЭМС ($T_3 = 0$) с гибкой ОС по скорости ЭД

Синтез двухмассовых ЭМС с ОВТ с заданными динамическими показателями рассмотрен в главе 7.

Из выражений дополнений к характеристическому полиному разомкнутой ЭМС с ОВТ от действия внешних ОС обращает на себя внимание дополнение (5.31), характеризующее обратную связь по скорости 2-й массы. Оно единственное не содержит параметра « b », создающего во всех остальных дополнениях (5.29)–(5.30) двойственное влияние на различные коэффициенты.

Это обстоятельство было использовано при создании квазинейрорегулятора, выполненного по структуре простейшего нейрона, обеспечи-

вающего требуемые динамические показатели регулирования ЭМС с ОВТ. При этом определение весовых коэффициентов производится без многократных итерационных процедур, а вычислением по выведенным аналитическим соотношениям. Вывод данных соотношений и сущность квазинейрорегулирования описаны в разделе 7.7. Там же приведены примеры, иллюстрирующие действие квазинейрорегулятора.

5.4. Динамическая устойчивость ЭМС с ОВТ при подчиненном регулировании координат

Одной из наиболее распространенных в современном автоматизированном электроприводе является система подчиненного регулирования координат (СПР), использующая метод последовательной коррекции [61, 35, 73]. Данная система обеспечивает статические (поддержание координаты строго на заданном уровне) и динамические свойства (высокое быстродействие, малое перерегулирование). Поэтому естественно оценить: не обеспечит ли СПР устранение АКФ в условиях работы на нагрузку с нелинейным трением, характеристика которого содержит падающий участок отрицательного вязкого трения.

Из методических соображений рассмотрим вначале одномассовую электромеханическую систему электропривода с ПИ регулятором в контуре тока и П регулятором в контуре скорости при настройке на технический (модульный) оптимум.

В теории электропривода показано, что структурную схему вышеуказанной системы при постоянном моменте нагрузки $M_c = \text{const}$ можно представить в виде апериодического звена с малой постоянной времени $2T_\mu$ и механического звена с передаточной функцией $1/\beta_e T_m p$ [61]. С учетом линейной зависимости момента сопротивления нелинейной нагрузки на каждом из характерном участках трения, структурная схема примет вид (рис. 5.5).

В данной схеме:

$\beta_{з.с.} = \beta_e T_m / 4T_\mu$ – модуль жесткости МХ замкнутой системы регулирования;

β_e – модуль жесткости разомкнутой МХ ЭП;

T_μ – некомпенсируемая постоянная времени.

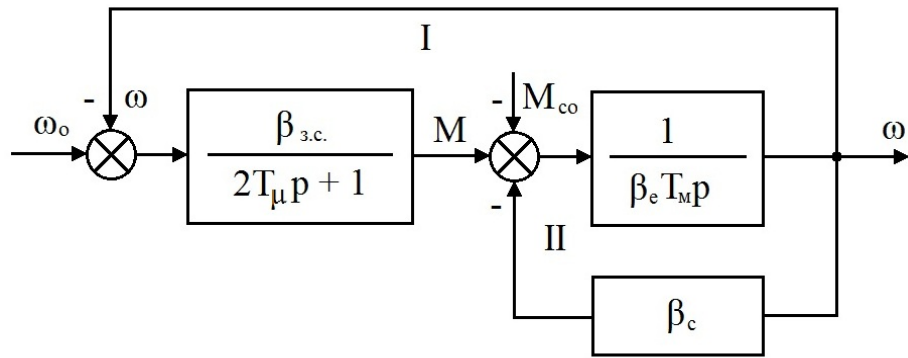


Рисунок 5.5 – Структурная схема СПР одномассовой ЭМС с ОВТ

Оценим качественно изменение местоположения точки статического равновесия СПР в плоскости $[b, m]$ по сравнению с разомкнутой системой.

Сопоставляя структурные схемы СПР (рис. 5.5) и разомкнутой ЭМС с ОВТ (рис. 3.3), видим, что они аналогичны. Если для СПР принять, что $T_{\vartheta} = 2T_{\mu}$, жесткость MX в звене электромеханического преобразования энергии $\beta = \beta_{з.с.}$, а также учесть, что ПФ механического звена в обеих структурных схемах одна и та же $\frac{1}{\beta_e T_M p} = \frac{1}{Jp}$, то диаграмма областей ди-

намических режимов справедлива и для случая системы подчиненного регулирования ЭМС с ОВТ. Однако положению точки статического равновесия C разомкнутой системы (рис. 5.6) в системе подчиненного регулирования будет соответствовать точка, смещенная вправо (т. к. $T_{\vartheta} > 2T_{\mu}$) по оси m и вверх (т. к. $\beta_{з.с.} > \beta$), пропорционально отношению этих величин (точка C' рис. 5.6). То есть точка статического равновесия из области расходящегося колебательного режима $K2$ перемещается в область сходящегося $K1$, что исключает возможность возникновения АКФ.

В работе [114] аналитически показано, что для одномассовой ЭМС с ОВТ при типовой настройке СПР на модульный оптимум выполнение условия колебательного расходящегося динамического процесса невозможно.

Для двухмассовой системы прежде всего, исходя из физических соображений, а также результатов предыдущих исследований, оценим, какие изменения в динамику ЭМС с ОВТ внесет исполнение электропривода в виде СПР.

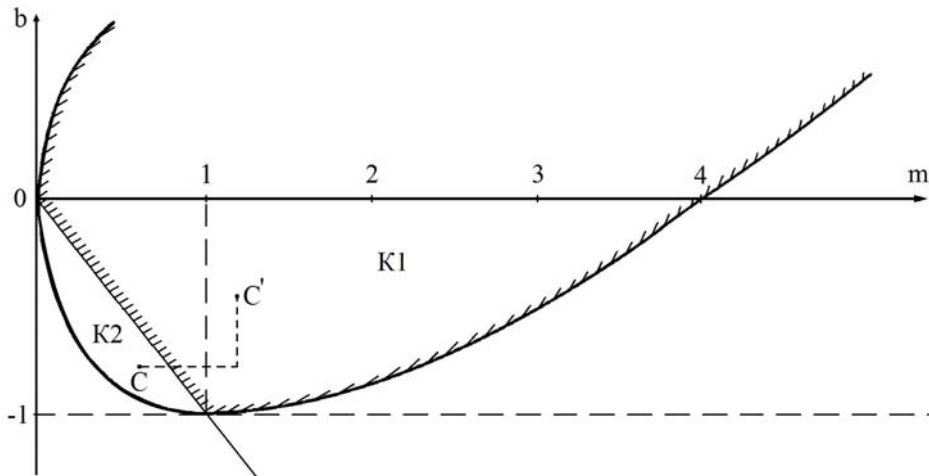


Рисунок 5.6 – Смещение рабочей точки СПР ЭМС с ОБТ
в зону динамической устойчивости

В СПР ЭП в контуре тока реализован принцип последовательной коррекции, при котором большая инерционность апериодического звена электромеханического преобразования энергии T_3 компенсируется форсирующим звеном ПИ регулятора момента. В результате контур «вырождается» в колебательное звено с существенно меньшей электромагнитной постоянной T_μ , т. е. становится более быстродействующим, т. к. $T_\mu \ll T_3$.

В [61] показано, что с учетом передаточной функции замкнутого контура регулирования момента структурная схема контура регулирования скорости имеет вид (рис. 5.7, а).

В данной схеме:

$$W_{pc} = \frac{K_{om}\beta T_M}{K_{oc}a_c a_T T_\mu} = K_{pc},$$

где β – жесткость МХ разомкнутой системы ЭП;

$T_M = J_1 / \beta$ – электромеханическая постоянная времени электродвигателя, откуда $\beta T_M p = J_1 p$.

Используя приемы преобразования структурных схем [6, 35], приведем схему на рис. 5.7, а к виду схемы с единичной обратной связью (рис. 5.7, б). В этой схеме учтено, что вследствие малости T_μ и исходя из практики настройки электроприводов, член $a_M T_\mu^2 p^2$ в знаменателе звена электромеханического преобразования энергии может быть отброшен.

В данной схеме $\beta_3 = \frac{T_M}{a_c a_M T_\mu} \beta$ – жесткость МХ замкнутой системы ЭП.

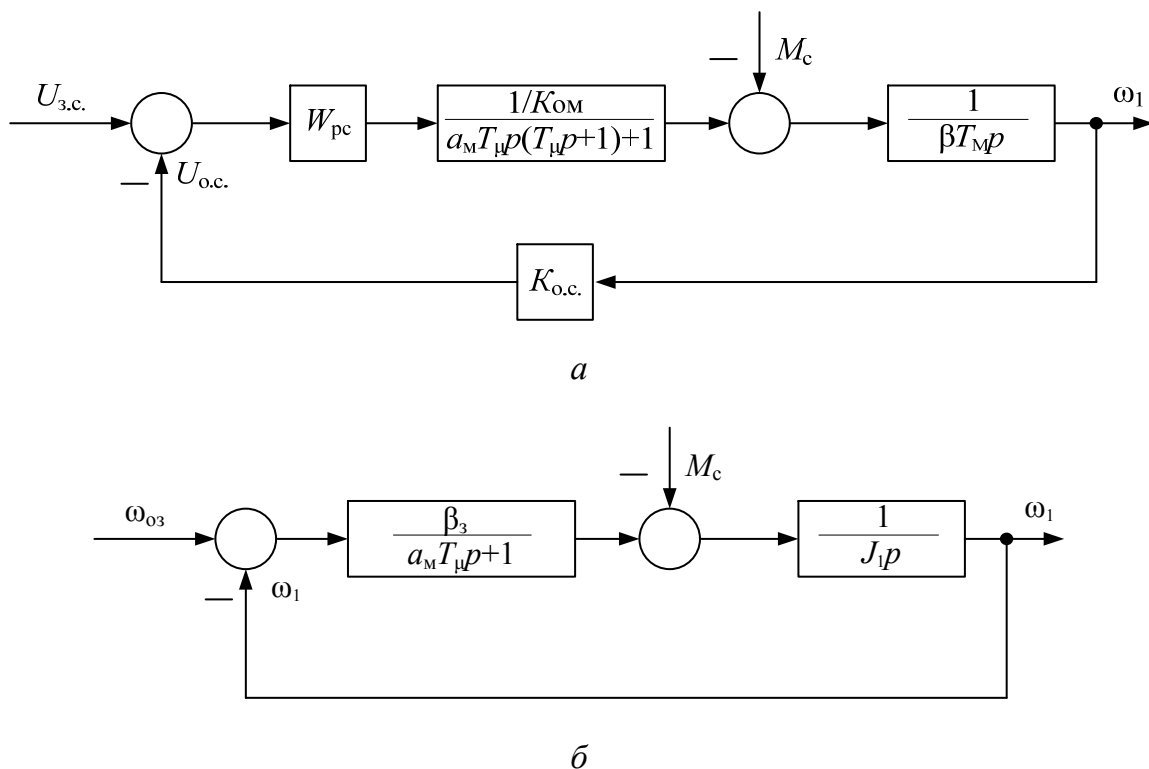


Рисунок 5.7 – Структурные схемы контура регулирования скорости СПР с ПИ регулятором момента и П регулятором скорости

Нетрудно видеть, что эта схема по своей структуре такая же, как и аналогичная часть структурной схемы, ранее исследованной в гл. 4, разомкнутой двухмассовой ЭМС с ОВТ (рис. 4.2). Поэтому основные выводы, сделанные в гл. 4 относительно границ устойчивости и условий возбуждения АКФ, справедливы и для СПР ЭМС с ОВТ. Однако значения параметров системы при расчетах будут иными. Вместо T_3 и β в схеме на рис. 4.2 для схемы на рис. 5.7, б следует подставлять соответственно $a_m T_\mu$ и β_3 .

При настройке на модульный (технический) оптимум принимают $a_c = a_m = 2$ и, следовательно, для СПР электромагнитная постоянная времени равна $2T_\mu$, причем $2T_\mu < T_3$. Соответственно, при расчете границ устойчивости изменятся расчетные значения $\Omega_{эм}$, определяемые теперь как

$$\Omega_{эм} = \frac{1}{\sqrt{2T_\mu T_{м1}}}$$

и

$$\nu = \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{\text{ЭМ}}^2} = 2T_{\mu} T_{\text{М1}} \Omega_{12}^2,$$

то есть отображающие точки СПР ЭМС с ОВТ в плоскости $[\gamma; \nu]$ (рис. 4.4, а) при расчете границ устойчивости будут определяться меньшими значениями ν по сравнению с разомкнутой системой. Соответственно новым значениям ν изменятся и значения нижних и верхних пределов расчетных диапазонов переменного параметра Ω_* , определяемого по выражениям (4.28) и рис. 4.4, б.

Вышеизложенное позволяет сделать вывод, что в двухмассовой СПР ЭМС с ОВТ так же, как и в разомкнутой ЭМС с ОВТ теоретически возможны как одночастотные, так и двухчастотные расходящиеся колебательные процессы, а, следовательно, и соответствующие формы АКФ.

Приведенные выше соображения сделаны при допущении о возможности представления замкнутого контура момента ЭД с ПИ регулятором аperiодическим звеном 1-го порядка.

Более детальное исследование динамики 2хмассовых СПР ЭМС с ОВТ проведено в кандидатской диссертации Ж. Итуа [99].

Рассматривались математические модели двухмассовых СПР ЭМС с ОВТ при различных типовых настройках регуляторов.

Структурная схема исходной ЭМС с линейной механической характеристикой ЭП, жесткость которой равна β , представлена на рис. 5.8.

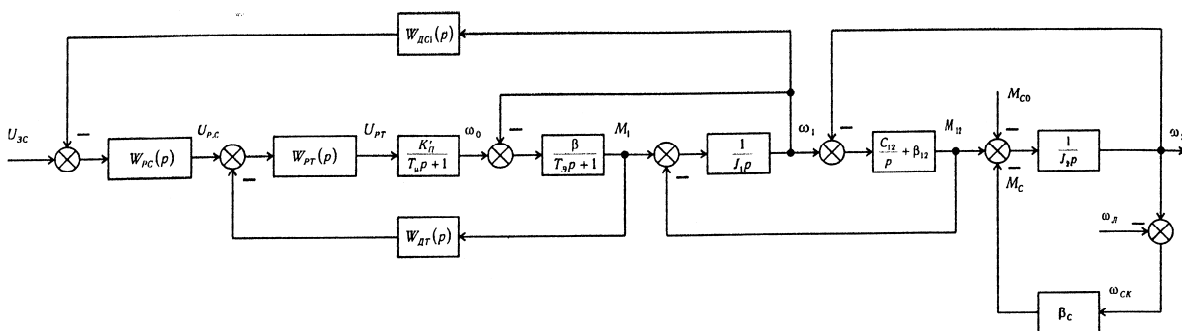


Рисунок 5.8 – Структурная схема СПР ЭМС с ОВТ

В данной схеме:

$W_{pc}(p)$, $W_{pt}(p)$, $W_{dc}(p)$, $W_{dt}(p)$ – соответственно, передаточные функции регулятора скорости, регулятора тока, датчика скорости ЭД и датчика тока;

$$K'_\Pi = \frac{K_\Pi}{K\Phi} - \text{коэффициент передачи преобразователя;}$$

Расчеты границ устойчивости системы выполнялись в обобщенных безразмерных параметрах, указанных в подразделе 2.6, по структурной схеме разомкнутой системы (рис. 2.29), дополненной контурами регулирования тока и скорости ω_T (рис. 5.9).

$$T_{\mu}^* = \frac{T_{\mu} \Omega_{12}}{a_T} - \text{нескомпенсированная безразмерная постоянная време-}$$
$$K_{\gamma} = \frac{T_M}{T_{M1}} = \frac{T_{M1} + T_{M2}}{T_{M1}} = \gamma$$

$\mu = \beta_{12} / C_{12} \cdot \Omega_{12}$ – безразмерный параметр, характеризующий внутреннее вязкое трение упругой кинематической связи. В реальных механизмах логарифмический декремент затухания $0,1 < \lambda_{\text{в.т.}} < 0,3$ и, соответственно, $0,032 < \mu < 0,096$;

The block diagram illustrates the control system for a two-link manipulator. The input is the reference velocity w_3^* , which is summed with a feedback signal (indicated by a minus sign) to produce the control signal U_{PC}^* . This signal passes through a transfer function block $\frac{T_m^* K_1}{a_0 a_T T_m^*}$. The output is summed with another feedback signal to produce U_{PT}^* , which then passes through a transfer function block $\frac{1}{T_m^* p_c + 1}$. The resulting signal ω_0^* is summed with a third feedback signal to produce the motor torque M_1^* . This torque passes through a transfer function block $\frac{1}{T_m^* p_c}$ to produce the angular velocity ω_1^* . This velocity is summed with a fourth feedback signal to produce the load torque M_{12}^* . This torque passes through a transfer function block $\frac{J p_c^2 + 1}{(v - 1) T_m^* p_c}$ to produce the load angular velocity ω_2^* . The output ω_2^* is summed with ω_{CK}^* and ω_A^* (indicated by minus signs) to produce the final output signal. Feedback paths are shown for position error (from ω_2^* to U_{PC}^*), velocity error (from ω_1^* to U_{PT}^*), and load velocity error (from ω_2^* to M_1^*).

158

При настройке на симметричный оптимум регулятор скорости выполняется в виде ПИ регулятора с передаточной функцией

$$W_{p.c.}(p) = \frac{K_{от} \beta T_m}{K\Phi \cdot K_{от}} \cdot \frac{1 + 8T_\mu p}{32T_\mu^2 p} = \frac{T_k}{T_i} + \frac{1}{T_i p}.$$

Дифференциальные уравнения, описывающие динамику вышеуказанных систем, имеют седьмой-восьмой порядок, что исключает возможность получения аналитических выражений законов изменения координат ЭП. Ограничимся основными выводами, полученными в результате расчета границ устойчивости, а также моделирования динамических процессов в зависимости от принадлежности рабочей точки к той или иной области динамического режима в плоскости $[b; T_{m1}^*]$, как это производилось в главе 4 для разомкнутой ЭМС с ОВТ.

1. Динамический режим по свободной составляющей линеаризованных СПР ЭМС с ОВТ однозначно определяется пятью обобщенными безразмерными параметрами $\gamma, \nu, T_\mu^*, T_{m1}^*, b$. При этом в зависимости от значений γ, ν и T_μ^* в плоскости параметров $[b; T_{m1}^*]$ существуют области как одночастотных, как и двухчастотных расходящихся колебательных режимов.

2. Как и для разомкнутой ЭМС с ОВТ для СПР ЭМС с ОВТ при некоторых сочетаниях параметров γ, ν, T_μ^* АКФ не возникают. Признаком отсутствия АКФ является расположение рабочей точки в плоскости $[b; T_{m1}^*]$ в зоне устойчивости лимитирующей границы.

3. Система подчиненного регулирования в ЭМС с ОВТ при типовых настройках на технический (модульный) и симметричный оптимумы не исключает возможность возникновения расходящихся колебательных процессов, а, следовательно, и АКФ в условиях нелинейной характеристики трения нагрузки.

При этом наблюдается широкое многообразие форм АКФ: одночастотные, двухчастотные, нерелаксационные, релаксационные.

Пути и способы устранения АКФ и обеспечения устойчивости двухмассовых ЭМС с ОВТ рассмотрены в разделе 6.1 и главе 7.

Глава 6

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ С НЕЛИНЕЙНЫМ ТРЕНИЕМ. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ

Возникающие в электроприводах машин и механизмов с нелинейным трением фрикционные автоколебания иногда бывают полезны для технологического процесса. Это, например, имеет место при перемешивании смесей, помоле руды шаровыми мельницами горнообогатительных предприятий. Однако, как правило, явление проскальзывания и фрикционные автоколебания порождают негативные эффекты: ухудшение качества технологического процесса, снижение производительности, точности, надёжности, качества обработки поверхности и т.п.

Современные преобразователи электрической энергии на силовых полупроводниковых полностью управляемых приборах с микропроцессорным управлением позволяют в зависимости от характера требований технологического процесса обеспечить нужные показатели движения электропривода.

В настоящей главе определяются принципы управления электроприводами рассматриваемого класса. Учитывая широкие возможности интеллектуальных методов управления, этим методам в данной главе уделено отдельное внимание.

6.1. Принципы управления при нормальном и аномальном режимах скольжения

Под *нормальным* предполагается режим скольжения, необходимый для выполнения данного технологического процесса, а под *аномальным* – режим с нежелательной для данного техпроцесса избыточной скоростью скольжения.

Например, при волочении, шлифовании, токарной обработке, проталкивании слитков в нагревательной печи и др. режим проскальзывания являются нормальным, обеспечивающим выполнение технологического процесса. Буксование и юз колёс электровозов, механизмов передвижения кранов, пробуксовки металла в валках прокатных станов, слитков на рольгангах – примеры аномального характера режима проскальзывания, при котором снижается производительность машины и безопасность движения, возникают дополнительные потери энергии, повышение динамических нагрузок в кинематических звеньях и конструкциях, ухудшаются показатели технологического процесса.

Режим проскальзывания определяет принцип организации управления системой электропривода. Если режим проскальзывания нормальный, то устранение автоколебаний можно рассматривать как главную цель синтеза электромеханической системы. При *аномальном* характере режима подавление АКФ сопровождается решением основной задачи – устранения избыточного проскальзывания, которое имеет место при буксовании и юзе.

Выбор способа устранения АКФ зависит также от вида электропривода. Для разомкнутых ЭМС задачу следует решать на стадии конструирования либо эксплуатации, а также путём правильного выбора параметров технологического процесса. Так, например, исходя из проведенных исследований, для подавления электромеханических АКФ в одномассовой ЭМС необходимо обеспечить такие значения параметров m и b (см. гл.3), которые не принадлежат области расходящихся динамических режимов. Этого можно достичь увеличением электромеханической постоянной ЭМС, например, за счёт снижения жёсткости механической характеристики цепи преобразователь-двигатель, увеличения момента инерции ЭП за счёт снижения передаточного числа редуктора и выбора соответствующего электродвигателя, снижения электромагнитной инерционности силовой цепи «преобразователь-двигатель», за счёт устранения из него дросселей, реакторов.

Для устранения как электромеханических, так и упругих АКФ при нормальном характере проскальзывания, технологический процесс надо вести, если это допустимо, с повышенными скоростями проскальзывания, при которых рабочая точка находится на участке DE механической характеристики пары трения (рис. 6.1). Переход рабочей точки на второй восходящий участок EF также гарантирует устранение фрикционных автоколебаний, т. к. жёсткость механической характеристики пары трения β_c становится положительной величиной. Вышеуказанное проиллюстрировано на рис. 6.1. Так, если в точке С, принадлежащей падающему участку механической характеристики с большой крутизной, существуют АКФ, то перемещением (путём увеличения скорости проскальзывания) рабочего режима в точку D на участке с малой крутизной, благодаря демпфирующему действию электропривода, их можно устранить, а в точке E они становятся принципиально невозможными.

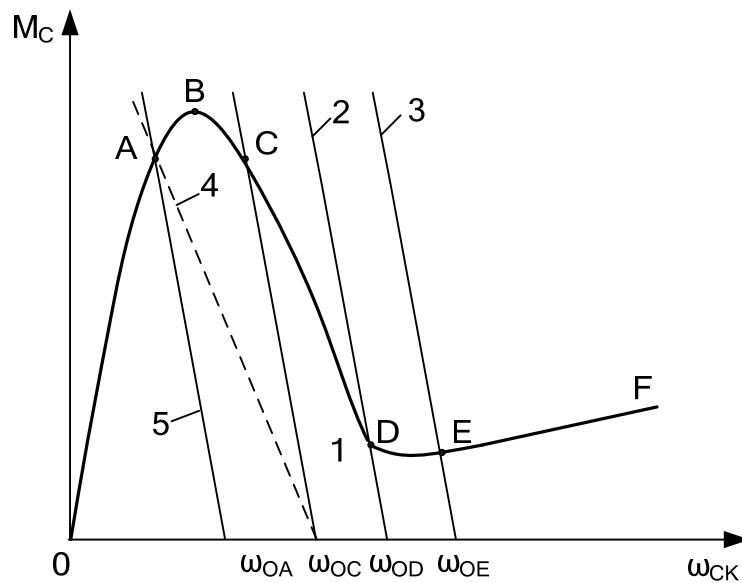


Рисунок 6.1 – Влияние положения точки статического равновесия на возбуждение АКФ

При ручном управлении в случае нормального характера проскальзывания подавление АКФ достигается переходом с механической характеристики 1 на новые характеристики 2 и 3 рис. 6.1, с большей скоростью холостого хода.

Иногда (например, в ЭП суппортов станков) технологический процесс требует строго определённой и достаточно малой скорости проскальзывания, относящейся к падающему участку, в этом случае для подавления АКФ следует использовать внешние обратные связи (ОС).

Существующие методы синтеза электромеханических систем и современные средства реализации автоматического управления позволяют для ЭМС с нормальным характером проскальзывания решать не только задачи устранения АКФ, но и обеспечивать заданные статические и динамические показатели регулирования.

При аномальном характере проскальзывания главная задача – устранить буксование и юз. Для этого следует обеспечить перемещение рабочей точки на 1-й восходящий участок (точка А на рис.6.1), что достигается переходом на более мягкие характеристики (пунктирная прямая 4), или переходом на характеристики с меньшей скоростью холостого хода (характеристика 5). Переход на первый восходящий участок исключает возможность существования АКФ в установившемся режиме, тем не менее, в переходном режиме АКФ возможны. Целесообразность примене-

ния внешних ОС для подавления АКФ в переходных режимах определяется соотношением между периодом АКФ и продолжительностью пребывания рабочей точки на падающем участке и имеет смысл, если это время по меньшей мере в 3–5 раз больше периода колебаний.

Для электроприводов с аномальным характером проскальзывания нередко актуально создание систем реализации предельной силы сцепления, когда рабочая точка отвечает максимальному моменту характеристики пары трения (точка В рис. 6.1). Реализация предельной силы сцепления позволяет сводить к минимуму время переходного процесса разгона, торможения, и, следовательно, повысить производительность работы машины или механизма. Кроме того, при юзе это обеспечивает повышение безопасности движения. В связи с этим, большой практический интерес представляет комплексное решение задачи подавления автоколебаний с одновременной поддержкой средствами автоматики и электропривода предельной силы сцепления. Например, по информации об АКФ сделать вывод о буксовании (юзе) и сформировать сигнал на управление или изменение структуры, которые обеспечивают устойчивость динамического режима и переход ЭП на статическую характеристику с рабочей точкой, соответствующей максимуму характеристики пары трения. При автоматизации управления необходимо также предусматривать возможность существенного снижения потенциального (то есть максимального) коэффициента сцепления ψ_0 , (например, влажные рельсы, окалина на слитках и др.). Чтобы не нарушился нормальный ход технологического процесса, в результате действия средств автоматики, должны вырабатываться сигналы либо на повышение коэффициента сцепления (например, пескоподача), либо на снижение нагрузки (например, изменение положения валков).

Таким образом, основным критерием при выборе способа устранения АКФ есть характер проскальзывания по отношению к технологическому процессу. При нормальном характере основные средства подавления АКФ – применение внешних ОС, которые обеспечивают динамическую стойкость и показатели регулирования ЭМС с ОВТ или переход на повышенные скорости скольжения. При аномальном – устранение избыточного проскальзывания, например с помощью соответствующей системы автоматического управления.

В тех случаях, когда автоколебания желательны для технологического процесса, например, в машинах для помола и смешивания материалов, электромеханическая система должна быть синтезирована из условия

расходящегося динамического процесса при нахождении рабочей точки на падающем участке характеристики нагрузки. Для шаровых мельниц с синхронными электродвигателями для этого могут быть использованы соотношения, выведенные в 3.4.

Синтез динамически устойчивых систем электроприводов машин и механизмов с нормальным характером проскальзывания может быть осуществлен методами, описанными в главе 7.

Современные системы управления электроприводами широко используют микропроцессорные средства, которые позволяют не только обеспечивать заданный характер переходного процесса, но и решать логические, оптимизационные задачи, выполнять диагностику и защиту электропривода.

При использовании микропроцессорной техники весьма часто целесообразно возложить на них и задачу регулирования координат ЭП. Это может быть осуществлено применением методов нечеткой логики (фаззи-логики) и методов нейронных сетей, которые позволяют достичь качественного регулирования не только в линейных, но и в нелинейных системах.

Хотя существует достаточно большое количество литературы (особенно зарубежной), посвященной интеллектуальным методам управления, в отечественной учебной литературе по электроприводу сущность их излагается лишь в немногих источниках [73]. Представляется, что из учебной литературы весьма удачно сущность вышеуказанных методов изложена в [44, 45], однако малый тираж данных пособий делает целесообразным в данной книге отдельно остановиться на этих методах, дополнив материал некоторыми нашими исследованиями.

6.2. Фаззирегулирование

Хотя основные идеи фаззи-управления были высказаны ученым Л.А. Заде ещё в 1965 г. [28], практическая реализация фаззи-систем началась в 90-х годах прошлого столетия, что было обеспечено развитием микрокомпьютерной техники. Внедрение фаззи-систем управления происходило широко и стремительно, благодаря чему к настоящему времени они нашли применение от сложных систем вооружения до бытовой техники: видеокамер, холодильников, стиральных машин и др. Столь широкое и быстрое распространение фаззи-систем обусловлено рядом важных достоинств:

- способность обеспечивать требуемые, в том числе нелинейные, зависимости выходного сигнала регулятора от входного;
 - простота в разработке, не требующая специального математического аппарата (операторных преобразований, матричного исчисления и т. д.);
 - малая стоимость фаззи-регулятора (ФР), представляющего собой небольшой процессорный блок, малые габариты;
 - хорошая сопрягаемость с компьютерными устройствами более высокой иерархической ступени;
- возможность возложения на ФР дополнительных логических и программных функций.

В настоящем разделе сделана попытка концентрированно и доходчиво изложить материал, позволяющий уяснить сущность фаззи-систем регулирования, что должно помочь при их разработке, используя, например, известные пакеты программ Fuzzy Logic Toolbox в программном пакете Matlab.

Слово «FUZZY» в английском языке переводится как «нечеткий», «неясный», а в термине метод «фаззи-логика» оно означает, что этот метод при решении задач регулирования использует поясненное ниже понятие нечетких множеств.

В *четких множествах*, их величины x_i могут либо *принадлежать*, либо *не принадлежать* множеству. Четкое множество, например A , отображается записью

$$A\{x_1, x_2, \dots, x_n\}. \quad (6.1)$$

Это означает, что величины x_1, x_2, \dots, x_n принадлежат множеству A , а y_1, y_2, \dots, y_n или x_{n+1} — не принадлежат.

В *нечетком множестве* элементы принадлежат ему с определенной *степенью принадлежности*. Нечеткое множество записывается так

$$A\{[x_1, \mu_1(x_1)], \dots, [x_n, \mu_n(x_n)]\}. \quad (6.2)$$

Это означает, что величина x_1 принадлежит множеству A со степенью принадлежности $\mu_1(x_1)$, x_n — соответственно $\mu_n(x_n)$. Степень принадлежности может изменяться от 0 до 1 или в процентах от 0 до 100 %.

Поясим на примере. Говоря о молодежном возрасте человека, мы не всегда называем число его лет, а можем сказать «подросток», «юноша», «молодой человек». И хотя точное число лет не было названо, в нашем сознании возникает ассоциативный образ, соответствующий этим

лингвистическим определениям. Но если совершенно ясно, что в 11 лет человек – «подросток», а в 19 – «юноша», то ясно и то, что человек не может, заснув подростком, проснуться юношей. Попробуем представить графически переход из подростка в юношу, приняв, что в 14 лет человек ещё стопроцентно подросток, а в 18 лет уже стопроцентно юноша (рис. 6.2). На этом рисунке, исходя из жизненного опыта либо экспертных оценок, по оси абсцисс отложен возраст человека, а по оси ординат – степень принадлежности к тому или иному возрастному периоду. В данном примере лингвистические определения – «подросток», «юноша», «молодой человек» являются нечёткими множествами или термами (term-признак), к которым может относиться тот или иной возраст, выраженный в числе лет.

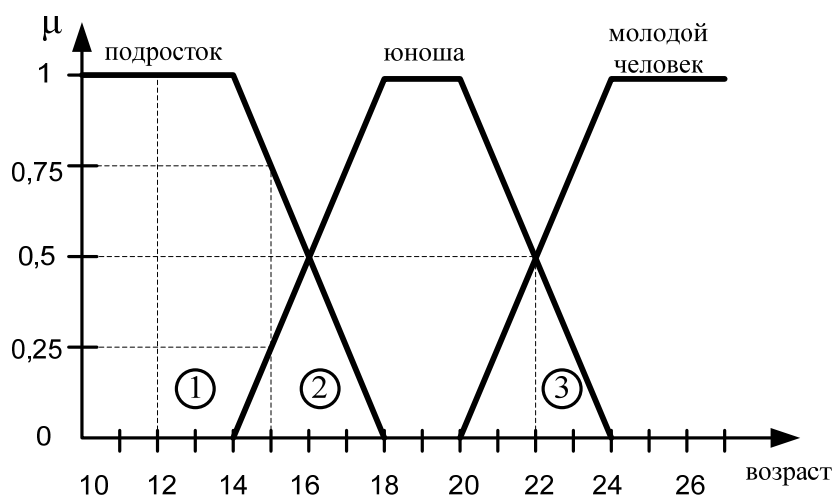


Рисунок 6.2

Рассмотрим три примера: 12 лет, 15 лет и 22 года. Очевидно, степени принадлежности к возрастным категориям для каждого из этих возрастов можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} 12 \text{ лет} &- \{1; 0; 0\}; \\ 15 \text{ лет} &- \{0,75; 0,25; 0\}; \\ 22 \text{ года} &- \{0; 0,5; 0,5\}. \end{aligned}$$

Это означает, что мальчик 12 лет относится к категории «подросток» со степенью принадлежности $\mu = 1$, к категории «юноша» с $\mu = 0$ и к категории «молодой человек» с $\mu = 0$. Мальчик 15 лет к категории «подросток» принадлежит с $\mu = 0,75$, но уже с $\mu = 0,25$ – к категории «юноша» и

с $\mu = 0$ – к категории «молодой человек». В свете вышеизложенного понятна запись и для возраста 22 года.

Переход к нечетким множествам позволяет при решении задач управления использовать принципы ассоциативного мышления, когда в процессе выработки выходного управляющего воздействия используются словесные (лингвистические) характеристики величин. Как показывает опыт, во многих случаях управление на основе методов фаззи-логики оказывается более эффективным. Простота в разработке, дешевизна, надежность и высокие показатели регулирования фаззи-систем определили быстрое их развитие и широкое распространение, и эта тенденция продолжает сохраняться.

Изучим процедуру построения и функционирования фаззи-регулятора на конкретном примере регулирования температуры помещения с помощью системы, выполненной по функциональной схеме, представленной на рис. 6.3.

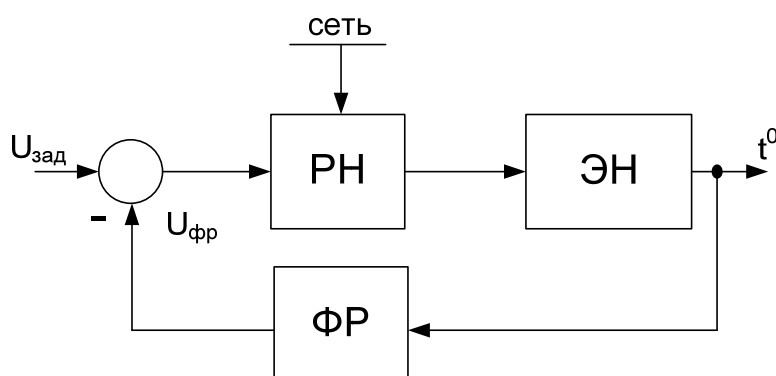


Рисунок 6.3

Подогрев помещения осуществляется с помощью электронагревателя ЭН, питаемого от регулятора напряжения РН, управляемого сигналом задания $U_{\text{зад}}$ и сигналом обратной связи $U_{\text{фр}}$, представляющим выходной сигнал фаззи-регулятора ФР, входным сигналом которого является сигнал о значении температуры. Требуется, чтобы управление реализовывало следующую естественную логику действий: если в помещении «холодно», то обогреть «сильно», если «тепло» – то «слабо», а если «жарко», то электронагреватель следует «выключить» (рис. 6.4). В данном примере «холодно», «тепло», «жарко» являются входными фаззи-переменными (термами), а «сильно», «слабо», «выкл» – выходными.

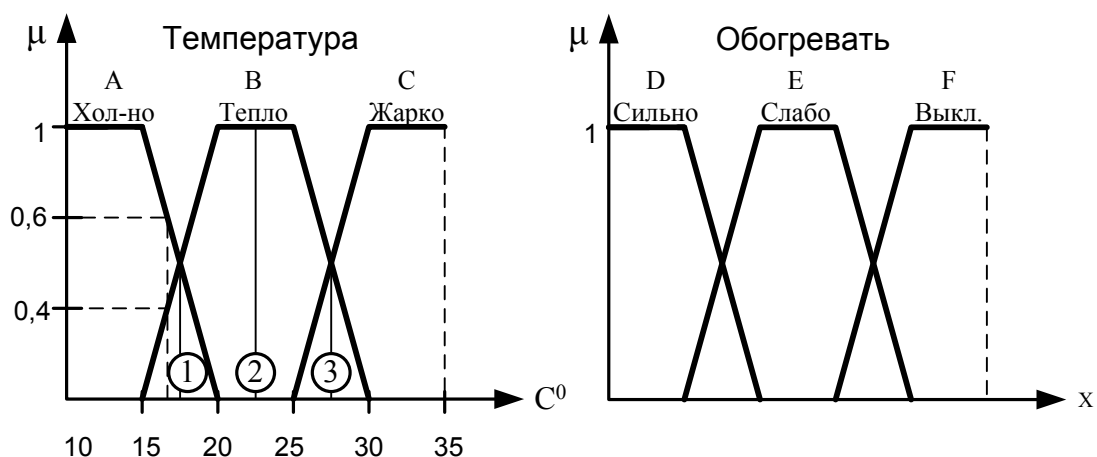


Рисунок 6.4

Очевидно, что как на входе, так и на выходе фаззи-регулятора должны быть четкие количественные значения сигналов. Методы нечеткой логики используются в процессе преобразования информации о температуре помещения непосредственно в ФР. Этот процесс состоит из трех этапов: фаззификации, логической обработки и дефаззификации (рис. 6.5).

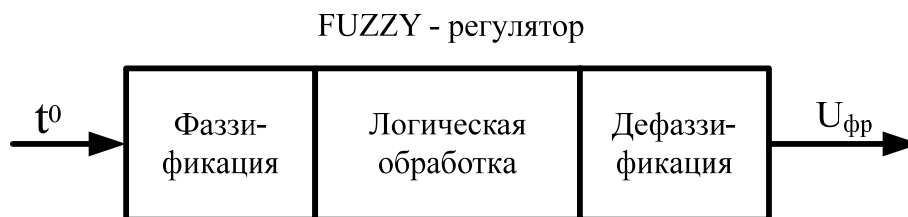


Рисунок 6.5 – Этапы обработки сигнала фаззи-регулятора

Изучим более детально сущность каждого из этих этапов, осуществляя при этом для конкретности синтез фаззи-регулятора рассматриваемой системы.

Фаззификация – это процедура определения принадлежности значений входных сигналов к тем или иным нечетким лингвистическим переменным (термам) с последующим представлением информации об этих сигналах в понятной для компьютера форме.

На первом этапе фаззификации по правилам фаззи-логики производится *характеризация входной величины ФР* «входной фаззи-переменной», которой в нашем случае является температура. Первым шагом

является установление области определения входной фаззи-переменной, т.е. нижнего и верхнего значения температуры, в пределах которой будут лингвистически заданы термы, качественно характеризующие состояния входной фаззи-переменной. Установим, исходя из здравого смысла, технологических требований к температуре помещения, либо из опыта, эти пределы, например, нижний – 10°C, верхний – 35°C. В соответствии с заданной логикой управления область определения входной фаззи-переменной разбиваем на *три нечетких диапазона* (терма): «холодно», «тепло», «жарко». Следующим весьма ответственным шагом является выбор *формы терма*. Обычно термы изображают в форме, треугольников, трапеций и других кривых. *Форма терма* определяет степень принадлежности к нему значения фаззи-переменной, поэтому её называют *функцией принадлежности*. Каждый терм должен иметь свои границы, которые устанавливаются разработчиком фаззи-системы, исходя из опыта, здравого смысла либо на основе экспертных оценок. Для однозначного определения входных значений фаззи-переменной множества степеней принадлежности необходимо выбрать форму термов такой, чтобы имело место *перекрывание диапазонов*, то есть, начало снижения степени принадлежности к предыдущему терму должно сопровождаться повышением её к последующему.

Выбранные в нашем примере формы термов входной фаззи-переменной и диапазоны представлены на рис. 6.4.

Для упрощения записей операций при логической обработке термы «холодно», «тепло», «жарко» обозначены, соответственно, как А, В и С, а «сильно», «слабо», «выкл» – как D, E, F.

При разработке фаззи-системы характеристики входной фаззи-переменной удобно свести в таблицу, как это показано в табл. 1.

Заключительным шагом этапа фаззификации является определение *множества степеней принадлежности*. В процессе функционирования фаззирегулятора оно определяется для текущих значений входной переменной как это показано на рис. 6.4. Например, при температуре 17 °C – состояние ① множество степеней принадлежности имеет вид {0,6; 0,4; 0}. Это означает, что температура помещения в 17 °C со степенью принадлежности 0,6 относится к терму «холодно», со степенью принадлежности 0,4 – к терму «тепло» и не принадлежит терму «жарко» (степень принадлежности равна 0). В табл.1 указаны также множества

степеней принадлежности для состояния ②~23 °С и ③~27,5 °С, соответственно, $\{0; 1; 0\}$ и $\{0; 0,5; 0,5\}$. Список степеней принадлежности является воспринимаемой компьютером формой представления текущего значения входной переменной фаззирегулятора и используется на этапе логической обработки.

Таблица 1 – Характеризация входной фаззи-переменной

1. Имя фаззи-переменной температура	2. Область определения от 10 до 35 °С	3. Количество термов
4. Наименование терма	5. форма терма	6. граница терма
холодно	прямоугольная трапеция	от 10 до 20 °С
тепло	трапеция	от 15 до 30 °С
жарко	прямоугольная трапеция	от 20 до 35 °С
7. Множество степеней принадлежности		
①~ 17° – $\{0,6; 0,4; 0\}$	②~ 23° – $\{0; 1; 0\}$	③~ 27,5° – $\{0; 0,5; 0,5\}$

Логическая обработка по данным фаззификации в соответствии с заданными фаззи-правилами активирует термы выходной фаззи-переменной, т. е. устанавливает выходные термы, площади которых будут использованы при расчете выходного сигнала фаззи-регулятора, а также определяет вид этих площадей.

Уяснение сущности логической обработки произведем, используя рис. 6.6.

Принятая ранее логика управления предполагает: если «холодно» (терм А), то обогреть «сильно» (терм Д). Вышеприведенное условие представляет собой фаззи-правило логической обработки:

если А, то Д.

Это означает, что принадлежность входного значения входному терму А активирует (привлекает к использованию в дальнейшем процессе обработки информации) выходной терм Д. В результате логической обработки устанавливаются не только активные выходные термы, но и вид в каком эти термы будут использованы в дальнейшем. Активированный выходной терм обрабатывается так называемым *инференц-оператором*, который определяет вид фигуры, используемый в дальнейших расчетах выходного сигнала ФР.

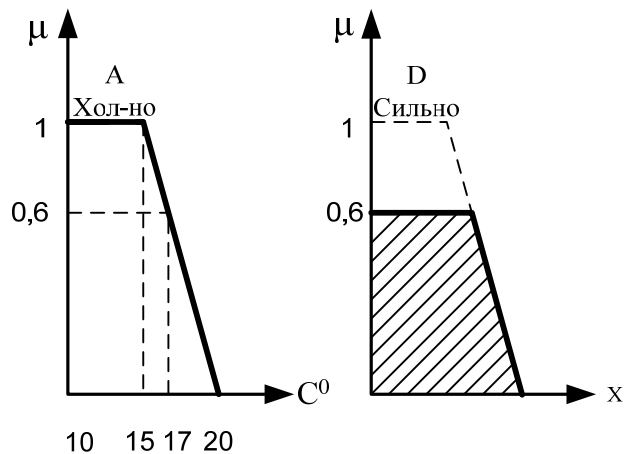


Рисунок 6.6 – Активация выходного терма

В вышеприведенном примере выходной терм активирован в виде прямоугольной трапеции с высотой равной 0,6, т.е. такой же, как и степень принадлежности входного терма А.

Следует заметить, что во всех случаях *степень принадлежности активированного выходного терма не может превышать степень принадлежности на входе*. Левая часть фаззи-правила может содержать логические связки, например,

если А и В, то Е.

В этом случае, если степени принадлежности термов А и В не нулевые, например, как в рассматриваемой системе нагрева помещения при $t = 17\text{ }^{\circ}\text{C}$ – $\{0,6; 0,4; 0\}$, инференц-оператор должен выбрать на каком уровне ограничить активируемый терм Е на 0,6 или 0,4. Обычно для связок типа «И» выбирается МИНИМУМ-оператор, а для связок типа «ИЛИ» – МАКСИМУМ-оператор. То есть для вышеприведенного правила «если А и В, то Е» для $t = 17\text{ }^{\circ}\text{C}$ выходной терм Е усекается на уровне 0,4.

Выполним в свете вышеизложенного логическую обработку результатов фаззификации (см. рис. 6.6). Прежде всего, необходимо установить правила логической обработки. Пусть это будут:

если А, то Д,

если В, то Е,

если С, то F.

Посмотрим, каковы будут результаты логической обработки для сигнала температуры в $17\text{ }^{\circ}\text{C}$?

Результаты фаззификации для этой температуры дают следующий список степеней принадлежности $\{0,6; 0,4; 0\}$. Для данного списка активными (т. е. приводящими к активации выходных термов) будут 1-е и 2-е правила, а активированы термы Д и Е, при этом терм Д усекается на уровне 0,6, а терм Е на уровне 0,4. Терм С не активируется так как степень принадлежности терма С равна нулю.

Таким образом результатом логической обработки для $t = 17^\circ\text{C}$ является фигура в виде наложения двух усечённых трапеций как это показано на рис. 6.7.

Вышеуказанная фигура представляет собой нечеткое множество, а выходной сигнал ФР должен иметь чёткое численное значение. Получение такого значения, исходя из результатов логической обработки, осуществляется процедурой *дефаззификации*.

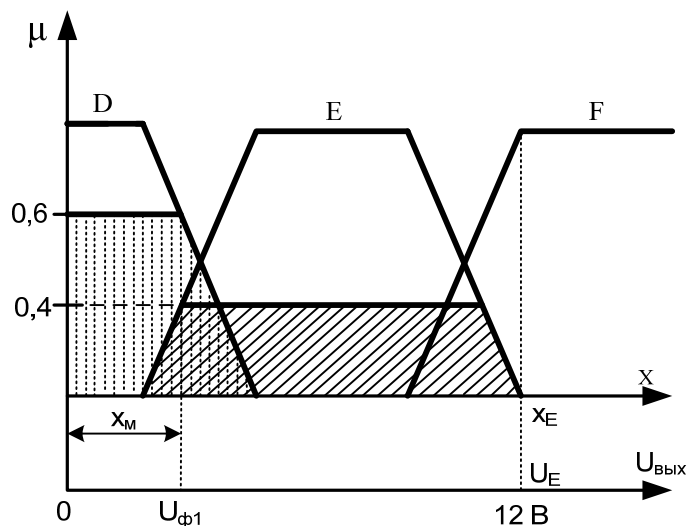


Рисунок 6.7

Дефаззификация — это определение по нечетким выходным данным логической обработки конкретного значения выходного сигнала фаззи-регулятора.

Существуют разные приемы дефаззификации. Один из них (способ центроида)— вычисление проекции на ось X центра масс фигуры активации (заштрихованная часть рис. 6.7) по формуле

$$x_M = \frac{\int x \cdot \mu_p(x) dx}{\int \mu_p(x) dx}, \quad (6.3)$$

где $\mu_p(x)$ – кривая, ограничивающая совокупность усеченных площадей активированных термов.

Зададим соответствие между абсциссой X и значением выходного сигнала ФР – $U_{\text{фр}}$. Например, установим, что правая граница терма Е соответствует $U_{\text{вых}} = U_{\epsilon} = 12\text{В}$. Тогда $U_{\text{фр}} = \frac{12}{x_{\epsilon}} \cdot x_{\text{м}}$.

Вышеприведенная формула дефаззификации предполагает учет перекрывающейся части площадей (дважды заштрихованной) один раз. Имеются методики дефаззификации, обеспечивающие двукратный учет данной площади.

Отметим ещё одну из методик дефаззификации с использованием *синглетон функций*. Если выбрать функции принадлежности выходных термов независимыми от X , например, в виде прямоугольников (рис. 6.8), выходное значение можно рассчитать по формуле

$$x_s = \frac{\mu_A x_A + \mu_B x_B}{\mu_A + \mu_B}. \quad (6.4)$$

Эффект повышения показателей регулирования по сравнению с традиционными линейными системами базируется на том, что линейный регулятор заменяется нелинейным. Искусство разработчика заключается в таком выборе числа, форм и границ термов, правил логической обработки и метода дефаззификации которые обеспечат требуемый характер изменения выходного сигнала фаззи-регулятора. При этом нелинейность выходной характеристики должна быть такой, чтобы в свою очередь обеспечивались заданные показатели регулирования.

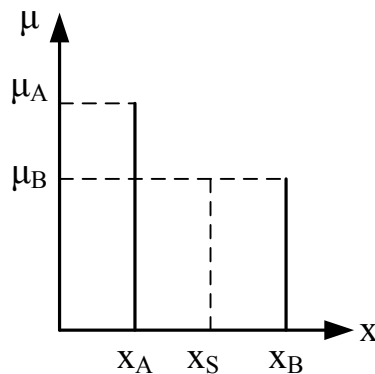


Рисунок 6.8

Следует отметить, что фаззи-регулятор может иметь несколько входов. При этом принципы его функционирования сохраняются такими, как это было описано выше.

Синтез фаззи-регулятора производят, используя, например, пакеты программ Fuzzy Logic Toolbox, входящих в пакет Matlab. Однако в их описании, как впрочем и в многочисленной литературе по фаззи-системам, нет систематизированных рекомендаций, как обеспечить изменения характера выходного сигнала от входных в требуемую сторону.

6.3. Влияние фаззи-данных и правил на выходные характеристики фаззи-регулятора

В настоящем разделе излагаются результаты проведенных нами исследований влияния количества термов, их формы и параметров, правил логической обработки и методов дефаззификации на выходные характеристики фаззи-регулятора, что даёт возможность разработчику целенаправленно изменять их в процессе синтеза [50].

Фаззи-регулятор преобразует четкий входной сигнал (E) в четкий выходной сигнал (U). При этом на первом этапе – этапе фаззификации четкий входной сигнал преобразуется во входную нечеткую (фаззи) переменную. На втором этапе в соответствии с базой правил входная фаззи-переменная преобразуется в выходную фаззи-переменную. На третьем этапе выходная фаззи-переменная преобразуется в четкий выходной сигнал фаззи-регулятора.

Напомним структурную схему фаззи-регулятора (рис. 6.9). Процесс обработки входного сигнала в фаззи-регуляторе с использованием употребляемой в описаниях Fuzzy Logic Toolbox терминологии, приведен на рис. 6.10.

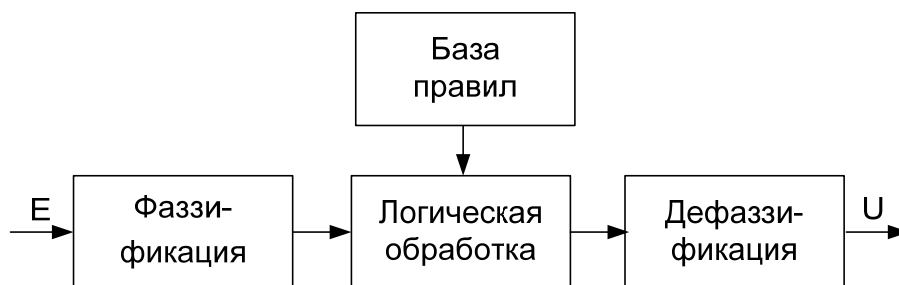


Рисунок 6.9 – Структурная схема фаззи-регулятора

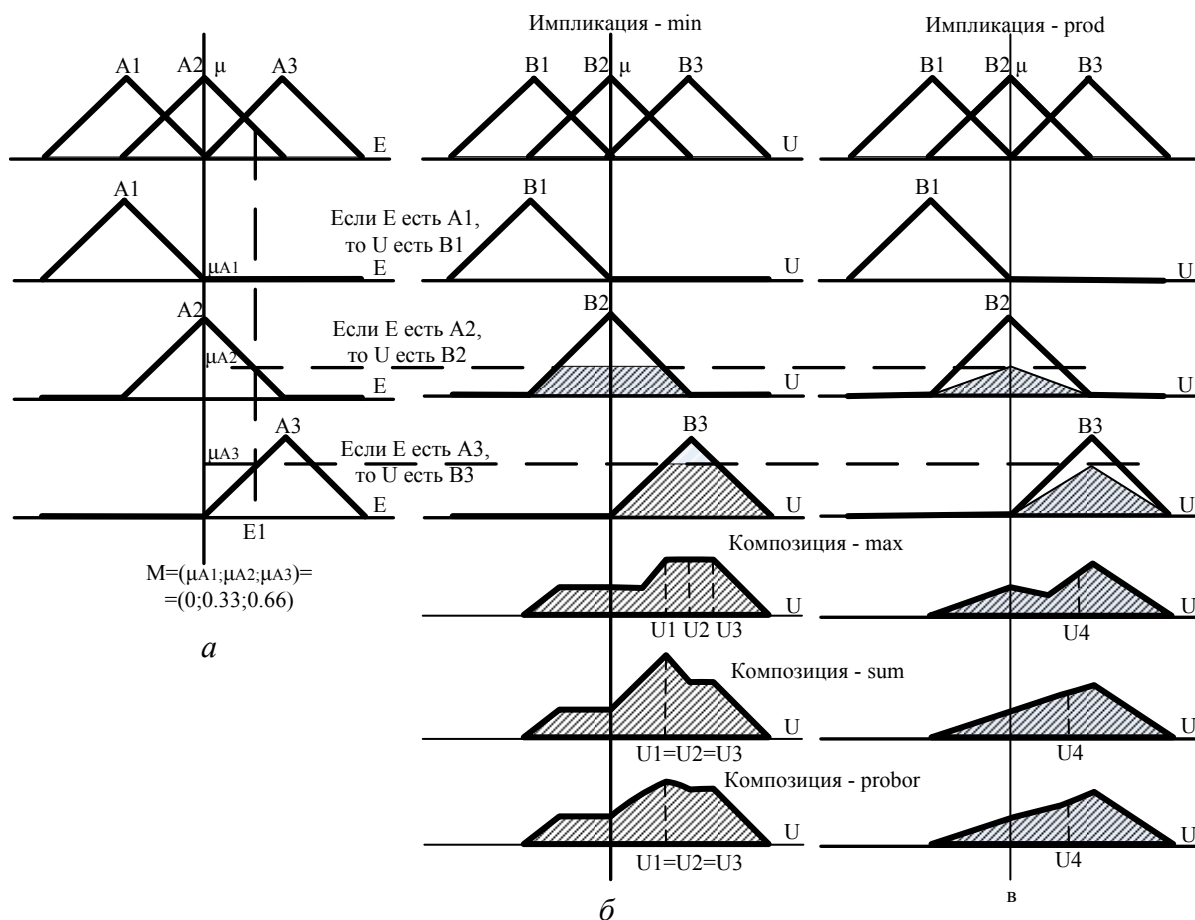


Рисунок 6.10 – Процесс обработки входного сигнала в фаззи-регуляторе

Импликация – процедура получения из термов выходной фаззи-переменной по их степеням активации некоторых фигур (имплицированных термов) в соответствии с выбранным оператором импликации.

Композиция – процедура формирования комбинированного терма выходной фаззи-переменной из имплицированных термов в соответствии с выбранным оператором композиции.

Дефаззификация – определение четкого значения выходного сигнала фаззирегулятора по комбинированному терму выходной фаззи-переменной.

Оценка влияния на выходную характеристику фаззи-регулятора параметров термов входной E и выходной U фаззи-переменных, (термы которых обозначены NB, NM, ZE, PM, PB), проводилась с использованием для дефаззификации метода centroid, для импликации – оператор min, для композиции – оператор max и следующая база правил:

если (Е есть NB), то (U есть NB);
 если (Е есть NM), то (U есть NM);
 если (Е есть ZE), то (U есть ZE);
 если (Е есть PM), то (U есть PM);
 если (Е есть PB), то (U есть PB),

где входные Е и соответствующие им выходные U термы определены двухбуквенными обозначениями NB, NM, ZE, PM, PB.

На рис. 6.11–6.22 показано изменение выходных характеристик фаззи-регулятора при изменении параметров термов в относительных единицах: по вертикальной оси – значения выходной величины – U, по горизонтальной – входной – Е.

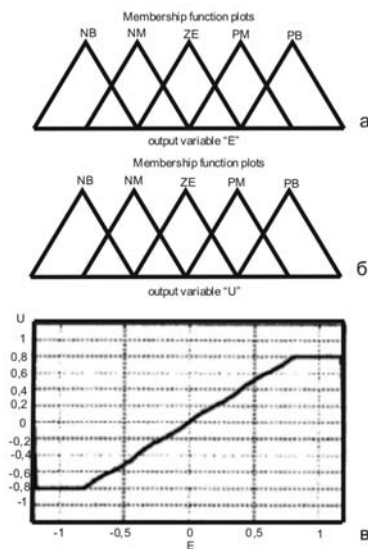


Рисунок 6.11

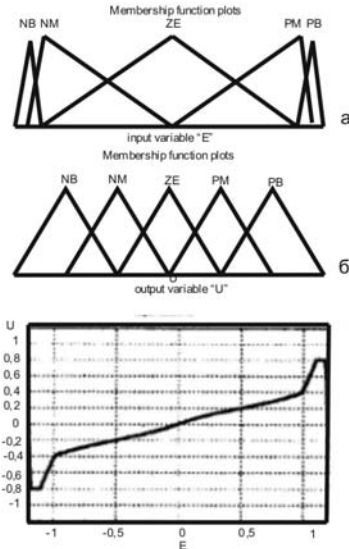


Рисунок 6.12

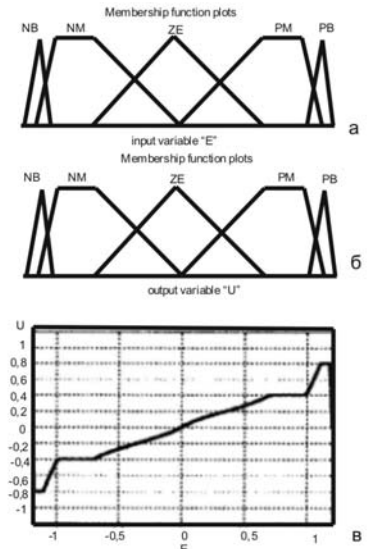


Рисунок 6.13

Анализ показывает:

– если все термы входной и выходной переменных имеют форму равнобедренных треугольников и их основания одинаковы, то фаззи-регулятор имеет внешнюю характеристику, близкую к линейной с ограничением четкого выходного сигнала U на уровне проекции центра тяжести «крайних» термов выходной фаззи-переменной (рис. 6.11, в);

– уменьшение диапазона перекрытия соседних термов входной фаззи-переменной приводит к повышению коэффициента передачи и, наоборот, расширение диапазона перекрытия приводит к уменьшению коэффициента передачи (рис. 6.12, в);

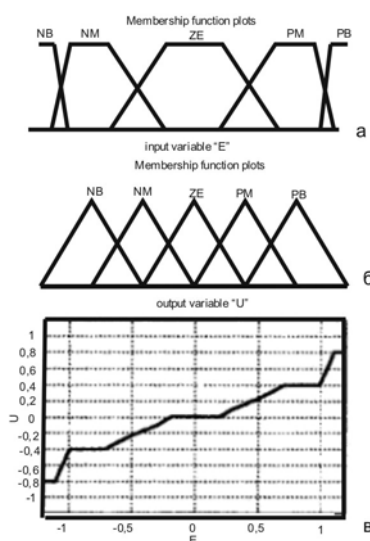


Рисунок 6.14

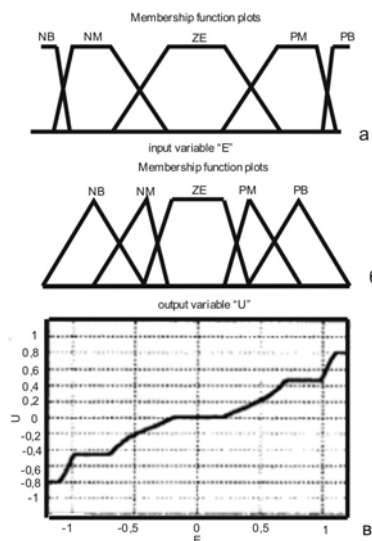


Рисунок 6.15

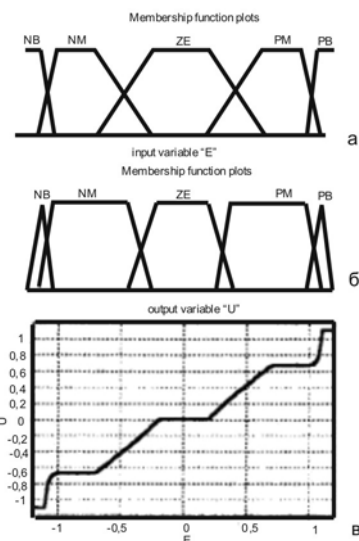


Рисунок 6.16

– введение трапецидальных термов входной фаззи-переменной (рис. 6.13, а) приводит к стабилизации выходного сигнала в диапазоне верхнего основания трапеции (рис. 6.13, в). Если трапецидальным выполняется средний терм входной фаззи-переменной, то в выходной характеристике регулятора формируется зона нечувствительности, шириной верхнего основания трапеции;

– изменение формы термов выходной фаззи-переменной приводит к появлению в выходной характеристике регулятора выпуклостей и вогнутостей: если площадь предыдущего терма (слева направо) больше площади последующего, то в выходной характеристике возникает «вогнутость», а если площадь предыдущего терма меньше площади последующего, то в выходной характеристике возникает «выпуклость» по отношению к линейному закону нарастания выходного сигнала (рис. 6.15–6.16).

Оценим влияние логических фаззи-правил на выходную характеристику регулятора. Для этого рассмотрим несколько наборов правил. На рис. 6.17 приведены параметры входной и выходной переменных, а также наборы логических правил и соответствующие им выходные характеристики фаззи-регулятора.

Анализ показывает:

– «симметричное» изменение заключений логических правил (правила рис. 6.17, з по отношению к правилам рис. 6.17, в, а также правила рис. 6.17, е по отношению к правилам рис. 6.17, д) приводит к симметричному отображению выходной характеристики фаззи-регулятора относительно оси ординат;

– изменение заключений «соседних» логических правил (правила рис. 6.17, д по отношению к правилам рис. 6.17, в, а также правила рис. 6.17, е по отношению к правилам рис. 6.17, з) приводит к появлению в выходной характеристике фаззи-регулятора так называемых «падающих» участков, то есть участков, где увеличению входного сигнала E соответствует уменьшение выходного сигнала U .

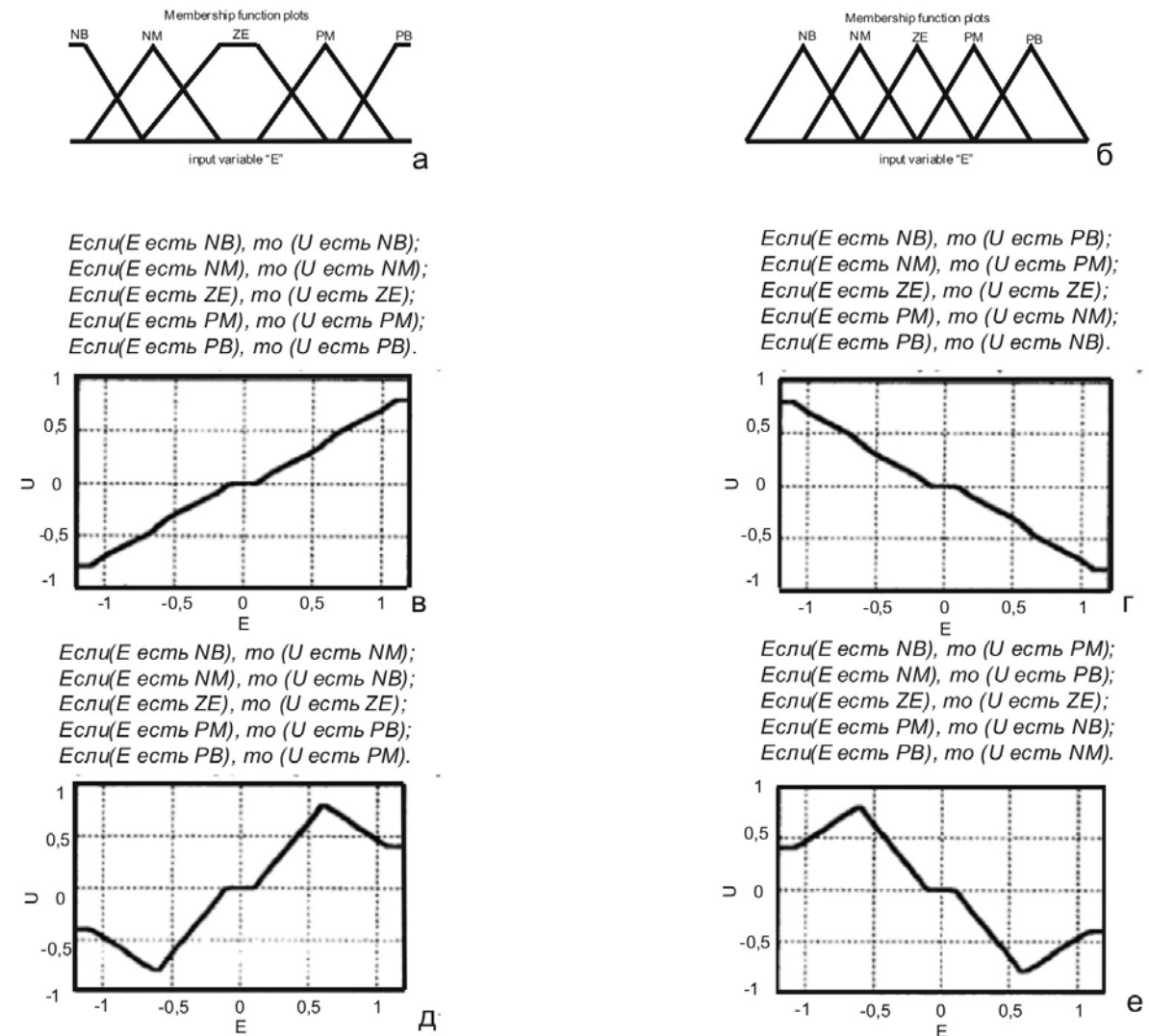


Рисунок 6.17 – Выходные характеристики фаззи-регулятора при изменении базы правил

Выясним влияние методов импликации, композиции и дефаззификации на характеристики фаззи-регулятора для каждого из пяти методов дефаззификации (рис. 6.18–6.22).

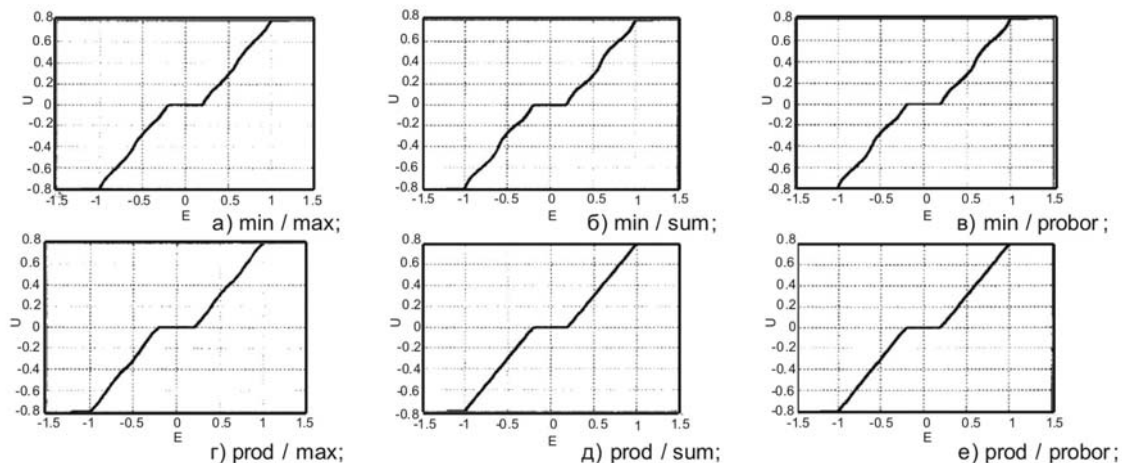


Рисунок 6.18 – Выходные характеристики фаззи-регулятора для дефазификации методом centroid

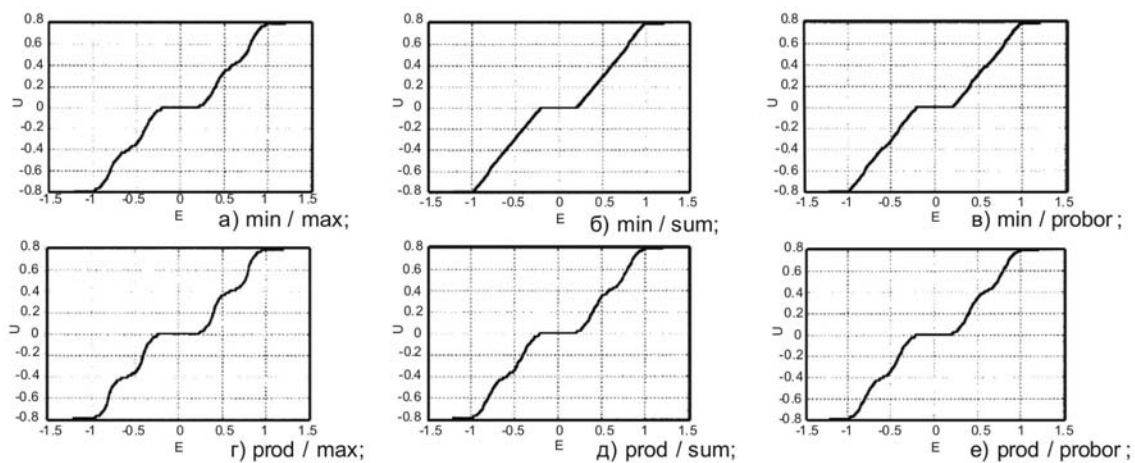


Рисунок 6.19 – Выходные характеристики фаззи-регулятора для дефазификации методом bisector

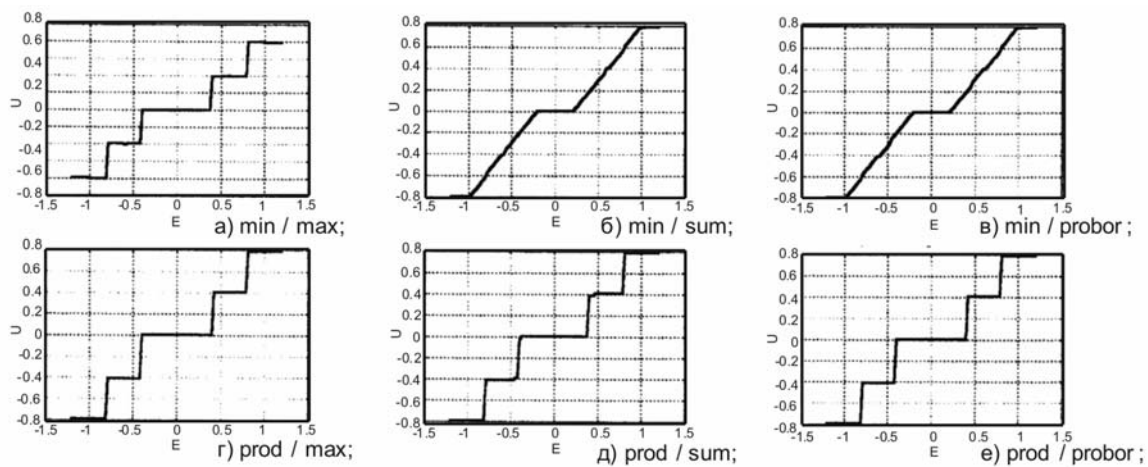


Рисунок 6.20 – Выходные характеристики фаззи-регулятора для дефазификации методом mom

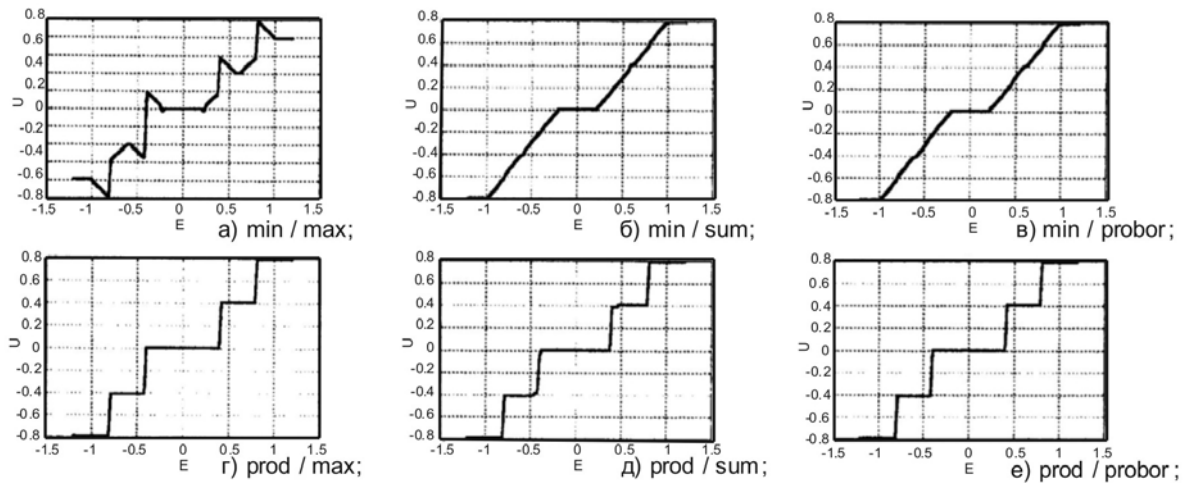


Рисунок 6.21 – Выходные характеристики фаззи-регулятора для дефаззификации методом lom

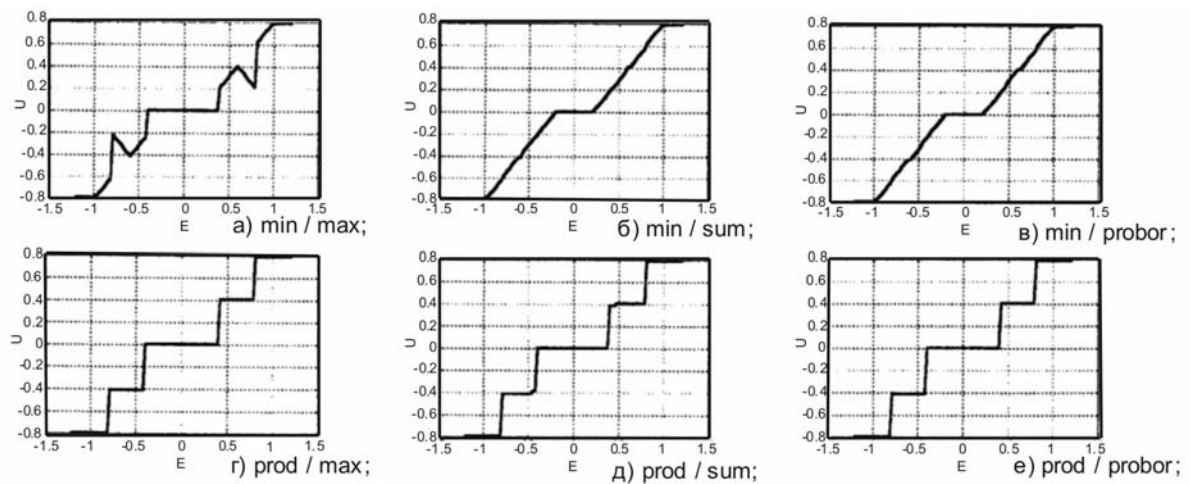


Рисунок 6.22 – Выходные характеристики фаззи-регулятора для дефаззификации методом som

Анализ показывает:

- при дефаззификации методом bisector [105] в большей степени проявляются нелинейности выходной характеристики фаззи-регулятора;
- при дефаззификации методами lom, som и som [105] при использовании оператора импликации prod, независимо от используемого оператора композиции, выходные характеристики фаззи-регулятора не имеют существенных отличий между собой (рис. 6.20, г–е, рис. 6.21, г–е, рис. 6.22, г–е) и имеет вид релейного элемента, причем количество «ступеней» равно количеству термов выходной фаззи-переменной;
- при использовании оператора импликации min и оператора композиции max выходные характеристики фаззи-регулятора при дефаззифи-

кации методами *tom*, *lom* и *som* существенно отличаются друг от друга и имеют форму ломаной линии (рис. 6.20, а, 6.21, а, 6.22, а).

– при использовании оператора импликации *min* и одного из операторов композиции *sum* или *probor* выходные характеристики фаззи-регулятора заметно не отличаются друг от друга независимо от метода дефаззификации (рис. 6.18–6.22 с индексами (б) и (в)).

В тех случаях, когда число входных фаззи-переменных регулятора больше единицы, логические фаззи-правила усложняются, а выходная характеристика становится функцией нескольких переменных. При двух входных фаззи-переменных выходная характеристика регулятора может быть интерпретирована трехмерной поверхностью, при n -входных фаззи-переменных она является функцией в $(n + 1)$ -мерном пространстве.

6.4. Нейронные сети. Метод генетических алгоритмов синтеза нейронной сети

Начало развития метода нейронных сетей связывают с публикацией в 1943 г. работы McCulloch W.S., Pitts W. «A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity» в журнале «The bulletin of mathematical biophysics», №5, pp. 115-133. В русском переводе статья была опубликована в 1956 г. в сборнике «Автоматы» (под ред. К.Э. Шеннона и Дж. Маккарти) издательством иностранной литературы под названием «Логическое исчисление идей, относящееся к нервной активности», с. 363-384.

В 50–80-е годы изучались различные аспекты теории нейронных сетей, однако технические средства реализации метода не позволяли широко использовать его в практических целях.

Наиболее активное развитие и практическое применение метода в технических системах началось в 90-е годы с появлением и быстрым совершенствованием персональных компьютеров.

Метод управления на основе нейронных сетей использует способы приёма и обработки информации мозгом человека [45, 55, 73]. При этом несоизмеримо более высокое быстродействие компьютера и способность нелинейного преобразования сигналов обеспечивают компьютеру большое преимущество при решении задач управления техническими системами.

Основными элементами обработки информации в мозге человека являются нейроны. В коре человеческого мозга содержатся около 10^{10} ней-

ронов, причём каждый из них имеет в среднем около 10000 соединений с другими нейронами. То есть в мозге человека содержится 10^{14} соединений. Ниже приведена структура нейрона (рис .6.23.)

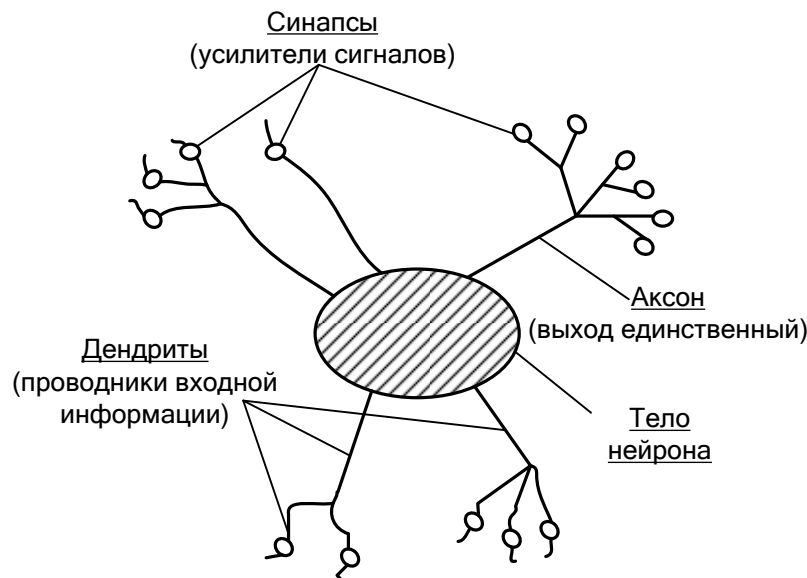


Рисунок 6.23 – Структура нейрона

Как и любой процессор, нейрон имеет входы и выход. Информация в виде электрохимического раздражения передается по проводникам (дендритам), при этом между входом одного нейрона и выходом предыдущего (аксона) имеется ещё одна клетка (синапс), которая усиливает или ослабляет приходящий сигнал.

Нейрон может быть либо пассивен, либо активен в зависимости от уровня пришедшего на него входного потенциала. Активным он становится, если входной потенциал превышает +30 мВ. То есть нейрон моделирует состояние 0 при $U_{\text{вх}} \leq 30$ мВ и 1 при $U_{\text{вх}} > 30$ мВ. Максимальная частота изменения состояния нейрона 250 имп/сек (иногда до 1000 имп/сек). Нейрон можно смоделировать следующим образом (рис. 6.24).

В данной модели $e_1, e_2, \dots, e_j, \dots, e_n$ – выходные сигналы предшествующих нейронов, соответствующие значениям 0 или 1, и являющиеся входными сигналами для рассматриваемого нейрона. $W_1, W_2, \dots, W_j, \dots, W_n$ – *весовые коэффициенты*, представляющие собой вещественные числа (коэффициенты усиления или ослабления входных сигналов синапсами), ϕ_0 – пороговый сигнал активизации нейрона.

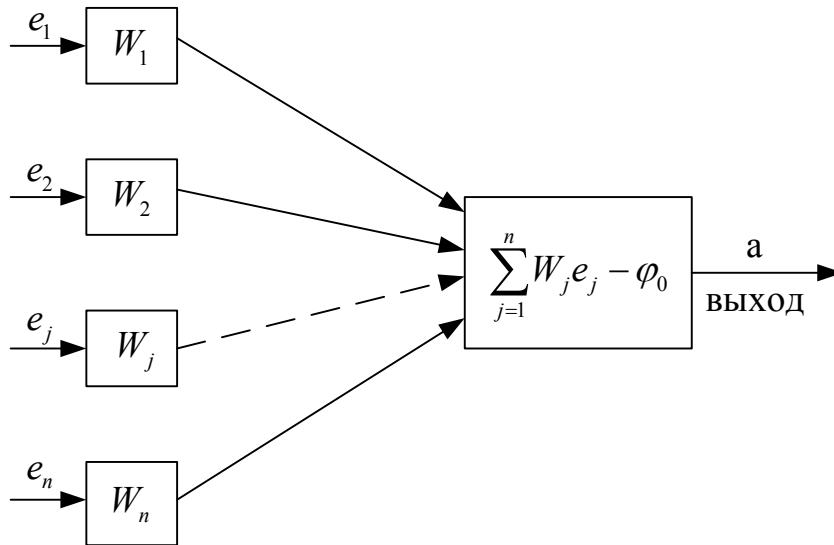


Рисунок 6.24 – Модель нейрона

Суммарный входной сигнал равен:

$$net = \sum_{j=1}^n W_j e_j . \quad (6.5)$$

Выходной сигнал нейрона

$$a = f(net - \varphi_0) = f(x) , \quad (6.6)$$

где $x = net - \varphi_0$, причём

$$\begin{aligned} f(x) &= 1, \text{ если } x > 0; \\ f(x) &= 0, \text{ если } x \leq 0. \end{aligned} \quad (6.7)$$

Схематически нейрон можно представить в следующем виде (рис. 6.25)

В данной схеме ведён дополнительный вход «BIAS», называемый сдвигом со значением равным 1, и весовым коэффициентом равным $-\varphi_0$, который отражает влияние порога активации.

Компьютерное моделирование нейрона допускает его активацию с обеспечением выходного сигнала не только в виде 0 или 1 (бинарной функции), а и в виде других значений, определяемых с помощью так называемой *активационной (передаточной) функции* нейрона. Активационная функция может иметь следующие виды (рис. 6.26). Величина сдви-

га $-\varphi_0$ для каждого из нейронов также может принимать различные значения.

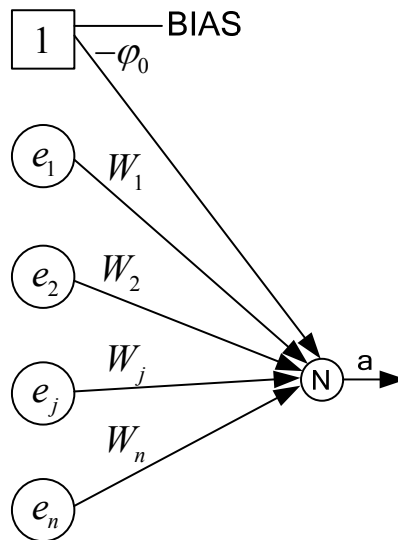


Рисунок 6.25 – Схема нейрона

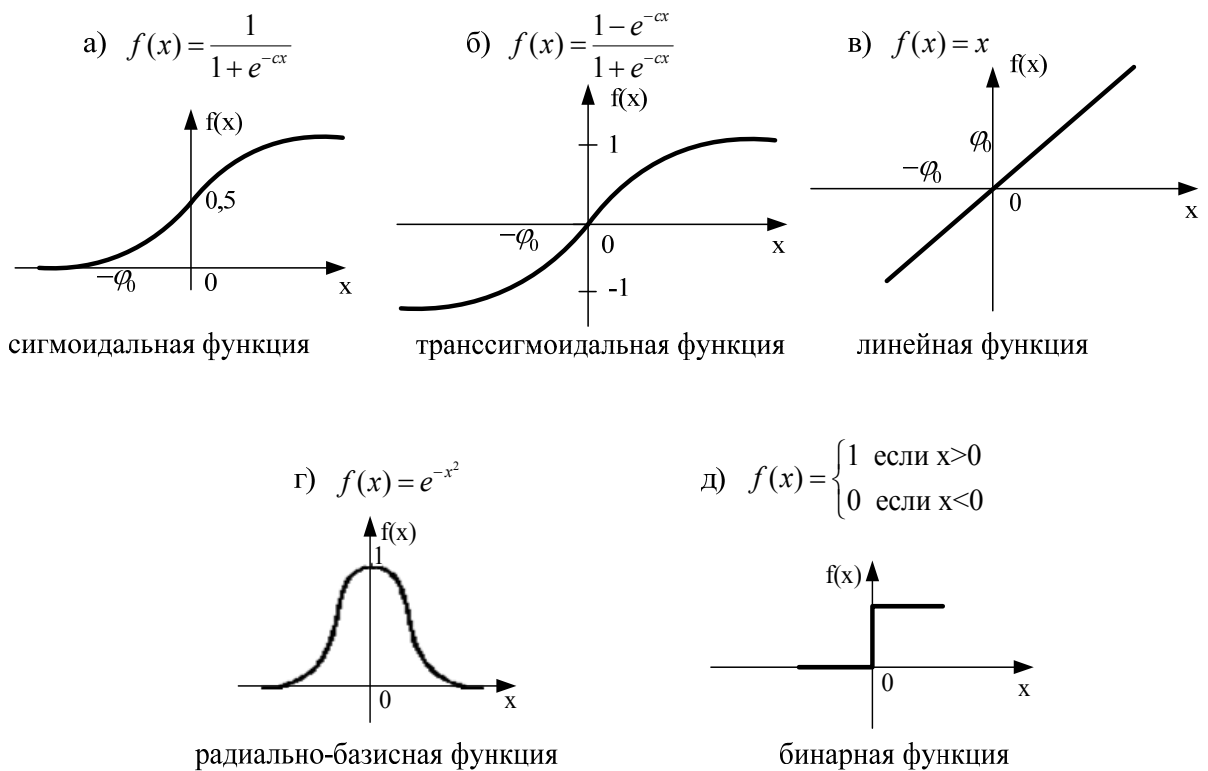


Рисунок 6.26 – Виды активационных функций

Использование нелинейных активационных функций придаёт компьютерной модели нейрона характер нелинейного звена, а варьирование порогового значения φ_0 ещё больше расширяет функциональные возможности модели.

Несколько соединённых между собой нейронов образуют простейшую нейронную сеть. На рис. 6.27 представлена подобная сеть с BIAS.

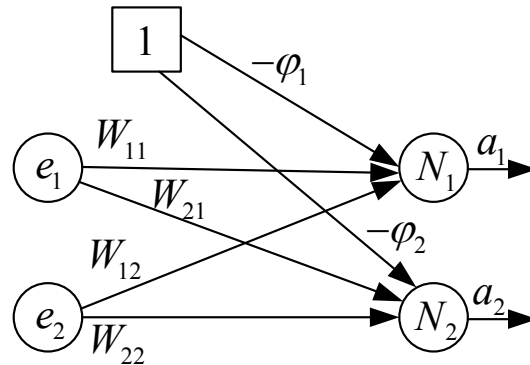


Рисунок 6.27 – Простейшая нейронная сеть с BIAS

Для такой сети, очевидно, справедливо:

$$\begin{aligned} a_1 &= f(net_1 - \phi_1); \\ a_2 &= f(net_2 - \phi_2), \end{aligned} \quad (6.8)$$

где

$$\begin{aligned} net_1 &= e_1 W_{11} + e_2 W_{12}; \\ net_2 &= e_1 W_{21} + e_2 W_{22}. \end{aligned} \quad (6.9)$$

Для использования матричных методов вычислений запишем:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\varphi} = \begin{bmatrix} -\varphi_1 \\ -\varphi_2 \end{bmatrix}; \quad (6.10)$$

где

- \mathbf{e} – вектор входных значений;
- \mathbf{a} – вектор выходных значений;
- \mathbf{W} – матрица весовых коэффициентов;
- $\boldsymbol{\varphi}$ – вектор сдвигов.

Очевидно, в матричной форме справедливо

$$\begin{aligned} \mathbf{net} &= \mathbf{W}\mathbf{e} \\ \mathbf{a} &= \mathbf{f}(\mathbf{net} - \boldsymbol{\varphi}) \end{aligned} \quad (6.11)$$

Из рассмотренного примера видно, что нейронную сеть можно задать матрицей, размерность которой определяется числами входов и нейронов в слое. Из этого также следует, что *преобразование сигналов в нейронной сети базируется на хорошо программно обеспеченных методах матричного исчисления, реализуемых в процессорах.*

Нейронная сеть может быть достаточно сложной и включать в себя значительное число нейронов, расположенных в нескольких слоях, как показано на рис.6.28.

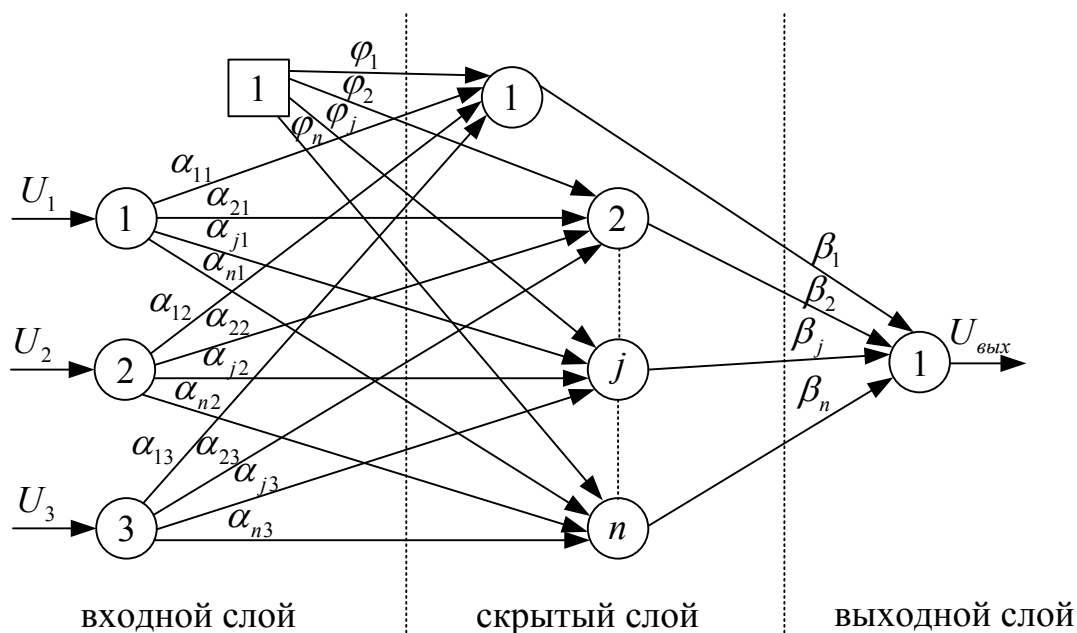


Рисунок 6.28 – Трехслойная нейронная сеть (персептрон)

В данной сети три слоя нейронов: входной, скрытый и выходной (в нашем случае состоящий из одного нейрона). Сеть работает следующим образом. Входные сигналы U_1 , U_2 и U_3 передаются каждому из нейронов скрытого слоя, будучи предварительно умноженными на значения соответствующих весовых коэффициентов: $\alpha_{11}, \alpha_{21}, \dots, \alpha_{j1}, \dots, \alpha_{n1}, \dots, \alpha_{12}, \dots, \alpha_{j2}, \dots, \alpha_{n2}, \dots, \alpha_{13}, \dots, \alpha_{j3}, \dots, \alpha_{n3}$.

Выходной сигнал каждого j -го нейрона скрытого слоя представляет собой значение активационной функции суммы всех пришедших на него сигналов от входных нейронов, с учётом сдвига φ_j . Выходные сигналы нейронов скрытого слоя с весовыми коэффициентами β_j передаются на выходной нейрон, где также суммируются и могут быть также обработаны активационной функцией.

Несмотря на более сложный характер сети, соотношения для неё в матричной форме для каждой пары слоёв сохраняется в виде ранее описанных для простейшей сети (6.11), что обеспечивает удобство компьютерной обработки сигналов и расчёта выходного сигнала.

Задача разработчика при проектировании электропривода, использующего нейроконтроллер, – выполнить синтез нейронной сети. Это означает, что нужно определить такое *число слоёв и количество нейронов* в каждом слое, *значения весовых коэффициентов α_{ji} , β_{ji} , значения сдвигов φ_j , вид активационной функции*, которые бы обеспечили требуемые показатели качества управления.

При выборе числа слоёв и числа нейронов в скрытых слоях исходят из того, что большое их число расширяет возможности нейронной сети по формированию требуемого сигнала управления, однако усложняет сеть, и увеличивает время расчёта. Чрезмерное усложнение сети не оправдывает себя и главным фактором при выборе структуры сети является опыт разработчика.

Примем для рассматриваемого примера структуру нейронной сети, представленную на рис.6.28. Три нейрона во входном слое и один в выходном определяются выбранной логикой управления. Число нейронов в скрытом слое установим равным 10. Активационную функцию для скрытого слоя выбираем трансигмоидального вида, учитывая, что она обеспечивает нелинейное преобразование сигнала с выдачей как положительных, так и отрицательных значений выходных сигналов нейронов. Некоторые соображения по выбору структуры сети и вида активационной функции изложены в [52, 55].

В соответствии с выбранной структурой, синтезируя нейронную сеть, необходимо определить 50 параметров: 30 весовых коэффициентов α_{ji} , характеризующих связи между нейронами входного слоя и нейронами скрытого слоя, 10 коэффициентов сдвига и 10 коэффициентов β_j , характеризующих преобразование сигналов от нейронов скрытого слоя к выходному. Выбор значений весовых коэффициентов и сдвигов может быть

произведён несколькими методами. Например, методом Монте-Карло (т.е. методом случайных чисел) задаётся сочетание интересующих нас параметров ($\alpha_{11}, \dots, \alpha_{ji}, \dots, \beta_1, \dots, \beta_n, \dots, \varphi_1, \dots, \varphi_n$). Для каждого из сочетаний параметров по математической модели электромеханической системы с нейроконтроллером, на компьютере рассчитывается динамический процесс, и определяются интересующие нас динамические показатели. Далее в соответствии с *методом градиентного спуска* [45] даются приращения тем или иным весовым коэффициентам и вновь определяются вышеуказанные динамические показатели. Выбрав направление изменения весовых коэффициентов, дающее наилучшее изменение динамических показателей, продолжают изменение весовых коэффициентов до тех пор пока не получат наилучшие из них.

Процесс синтеза весовых коэффициентов можно было бы вести, задав предварительно, желаемый вид переходного процесса для типового управляющего или возмущающего воздействия. При этом можно в заданные моменты времени вычислять отклонение выходной координаты от значений эталонной модели и методом градиентного спуска, определять весовые коэффициенты обеспечивающие, например, минимум среднеквадратичной ошибки. Этот метод носит название BACK PROPAGATION (метод обратного распространения ошибки) [17, 45, 97]. Его недостаток – нет уверенности, что полученный результат наилучший. Действительно, допустим, нас интересует минимум какого-то динамического параметра λ , а его зависимость от весового коэффициента α_i имеет вид, показанный на рис.6.29.

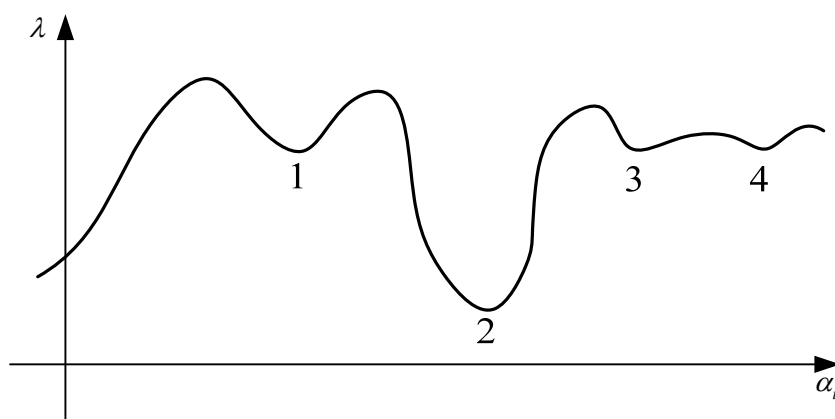


Рисунок 6.29 – К определению глобального экстремума

В зависимости от исходного значения α_1 расчёт по выше приведенному методу может привести нас в точки экспериментов 1, 3, 4 (но не в наилучшую точку – 2). Чтобы избежать этого, задают большое число сочетаний значений весовых коэффициентов, охватывая как можно большую область параметров, что, конечно, усложняет и затягивает расчёт.

Существуют и другие методы синтеза (обучения) нейронной сети; например обучение с наблюдением (Supervised learning), обучение без наблюдения (Unsupervised learning) [45].

Опишем более подробно ещё один из эффективных методов синтеза (обучения) нейронной сети, обеспечивающей нахождение глобального экстремума (наилучшего результата). Данный метод копирует генетические законы природы, получил название метода *генетических алгоритмов* и описан, в частности, в [73, 97].

Сущность его заключается в следующем:

Значение каждого весового коэффициента α_{ij} , β_j и коэффициентов сдвигов φ_i кодируется в двоичном коде и совокупность их расположенных в строго определённом порядке образует так называемую *хромосому*, что схематично показано на рис.6.30. Количество ячеек, выделенных под каждый из коэффициентов, зависит от точности, с которой он должен быть задан. Например, если требуется обеспечить точность до сотых – выделяется 7 ячеек, тысячных – 10 и так далее [17, 55].

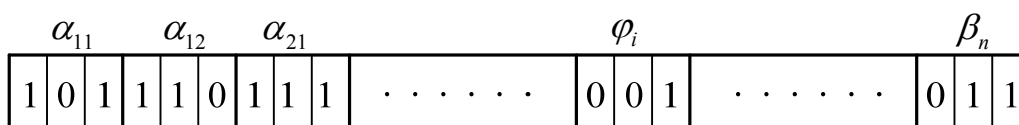


Рисунок 6.30 – Хромосома нейронной сети

Далее методом случайных чисел задаётся определенное число таких хромосом, каждая из которых определяет настройку нейроконтроллера.

На компьютере рассчитываются переходные процессы и динамические показатели рассматриваемой электромеханической системы для каждого из наборов α_{ij} , β_j и φ_i , соответствующих каждой из хромосом, после чего отбирается некоторое число сочетаний, обеспечивших лучшие значения динамических показателей, а часть «худших» хромосом отбрасывается.

Далее методом случайных чисел отбираются хромосомные пары и производится их «скрещивание» по законам, которые имеют место в природе. Например, есть два отобранных родителя, например, № 3 и № 7 (рис. 6.31). Генератор стохастических чисел выбрасывает место пересечения хромосом, например 6 (шестая ячейка).

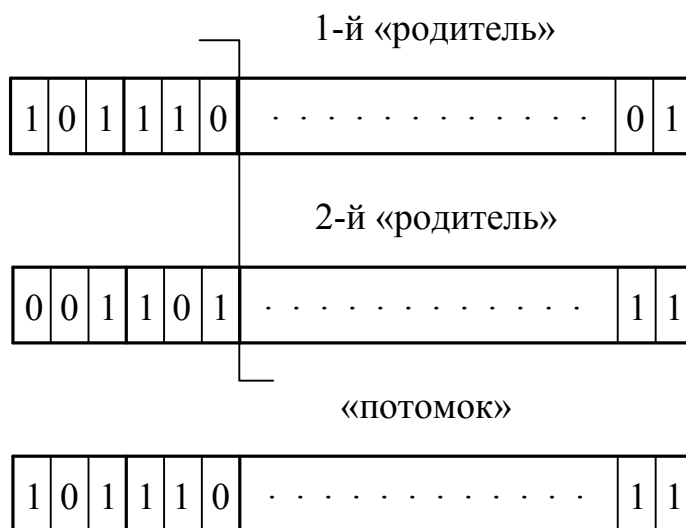


Рисунок 6.31 – Кроссовер в методе генетических алгоритмов

Если при скрещивании используется метод кроссовера (рис. 6.31), то это означает, что потомок будет иметь *хромосому*, в которой шесть первых ячеек будут иметь значения ячеек 1-го родителя, а остальные ячейки – 2-го. Подобным образом создаётся первоначальное число новых «особей» – «родителей». Синтез новых хромосом предусматривает не только кроссоверное скрещивание, но и мутации, двойные кроссоверы. Число последних видов скрещивания существенно меньше кроссовера, как это имеет место и в природе.

С полученными значениями «хромосом» также производятся расчёты переходного процесса, и вновь отбираются лучшие «особи» – то есть сочетания значений коэффициентов и сдвигов, обеспечивающие лучшие по сравнению с другими «особями» показатели качества регулирования (перерегулирование, быстродействие, среднеквадратичную ошибку). Процесс повторяется до тех пор, пока синтезируется хромосома, обеспечивающая требуемое качество динамического процесса по выбранному критерию.

В данном методе, как и в природе, работает принцип: «От хороших родителей обычно рождаются хорошие дети» и хотя требует большого количества расчётов, например, при синтезе нейронной сети для электромеханической системы с нелинейной нагрузкой типа «пара трения» было перебрано 20000 «хромосом». В 1995 году расчёт на Pentium 3 занял 30 часов, после которого были получены значения параметров нейросети, обеспечившие устранение фрикционных автоколебаний. Современные персональные компьютеры в состоянии решать аналогичную задачу в пределах одного часа и быстрее.

Нейронные сети, применяемые в качестве нелинейных регуляторов электромеханических систем реализуются в нейроконтроллерах (НК), могут иметь различные, довольно сложные, структуры, с большим числом параметров. Кроме весовых коэффициентов, к таким параметрам относятся число слоев, число нейронов в различных слоях искусственной нейронной сети, количество сигналов, поступающих на вход искусственной нейронной сети, вид активационной функции нейронов скрытого слоя и некоторые другие. Очевидно, что при различном сочетании вышеперечисленных параметров НК, у замкнутой электромеханической системы будут проявляться и различные динамические свойства, поэтому требуется проведение исследований по выявлению закономерностей между сочетанием параметров нейроконтроллера и динамическим поведением замкнутой ЭМС.

В наших публикациях по тематике управления ЭМС при помощи нейроконтроллеров [49, 52, 55] обращалось внимание на некоторые из этих закономерностей. Так, например, увеличение числа скрытых слоев искусственной нейронной сети требовало неоправданного увеличения времени синтеза нейроконтроллера, при этом заметный выигрыш в качестве переходных процессов не наблюдался, охват НК обратной связью по его выходному сигналу приводил к синтезу контроллера, который, хотя и требовал меньшее время синтеза, но имел ярко выраженные колебательные свойства.

Активационная функция нейронов скрытого слоя НК в силу своей нелинейности придает регулятору автоматизированной системы одно из важнейших свойств – нелинейную зависимость выходного сигнала от входного.

Пример синтеза нейронной сети и результаты исследования влияния вида активационной функции нейронов скрытого слоя на динамические

характеристики одномассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением приведены в разделе 7.5. В этом же разделе также описываются подходы и приемы техники синтеза нейронных сетей, с применением метода генетических алгоритмов.

6.5. Гибридные нейронные сети

В разделе 6.3 на примере фаззи-регуляторов с одним входом было показано, как, изменяя число термов и их параметры, видоизменять его выходную характеристику в требуемом направлении, получая сложные нелинейные зависимости. Увеличение числа входов фаззи-регулятора расширяет возможности по формированию вида зависимостей выходного сигнала от входных. При двух входах выходной сигнал может быть представлен поверхностью 3-х мерного пространства, а при n -входах – $(n+1)$ -мерного. Таким образом, увеличивая число входов, можно формировать практически любые зависимости выходного сигнала от входных.

Однако увеличение числа входных сигналов приводит к существенному увеличению базы правил логической обработки. Число правил равно произведению количества термов всех входных переменных:

$$N = \prod_{i=1}^k n_i, \quad (6.12)$$

где N – число правил фаззи-регулятора;

n_i – число термов i -й входной переменной;

k – число входных переменных.

То есть, если каждую входную переменную описать пятью термами, то при одном входе при логической обработке необходимо выполнить 5 правил, при 2-х – 25, а при 3-х уже 125. Помимо того, что при работе фаззи-регулятора данное обстоятельство приводит к увеличению времени вычисления выходного сигнала, существенно усложняется процесс синтеза фаззи-регулятора.

В то же время алгоритмы определения параметров нейронной сети достаточно хорошо разработаны и апробированы. Несмотря на большое число весовых коэффициентов и сдвигов, подлежащих определению при синтезе нейрорегулятора, они автоматически вычисляются компьютером

на основе, например, метода Back propagation [45] или метода генетических алгоритмов [17, 45, 97].

Объединение преимуществ фаззи-систем и нейронных сетей нашло отражение в гибридных нейронных сетях (ГНС), получивших в зарубежной литературе наименование ANFIS (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System) [97, 100], пример применения которых для синтеза электромеханических систем приведен в разд. 7.6 и в [49].

В ГНС осуществляется интерпретация фаззи-регулятора нейронной сетью таким образом, что выполнение традиционных для него операций преобразования входных сигналов производится по архитектуре нейронной сети, что позволяет автоматизировать процесс синтеза.

Поясним принцип действия ГНС на примере шестислойной сети с двумя входами системы Сугено (рис. 6.32).

Входной слой производит распределение сигналов на второй слой сети. Узлы первого слоя не выполняют никаких математических операций над входными сигналами.

Количество входных узлов равно количеству входов фаззи-регулятора, а количество выходов из каждого узла равно количеству функций принадлежности, или термов, которые используются для фаззификации входного вектора данных.

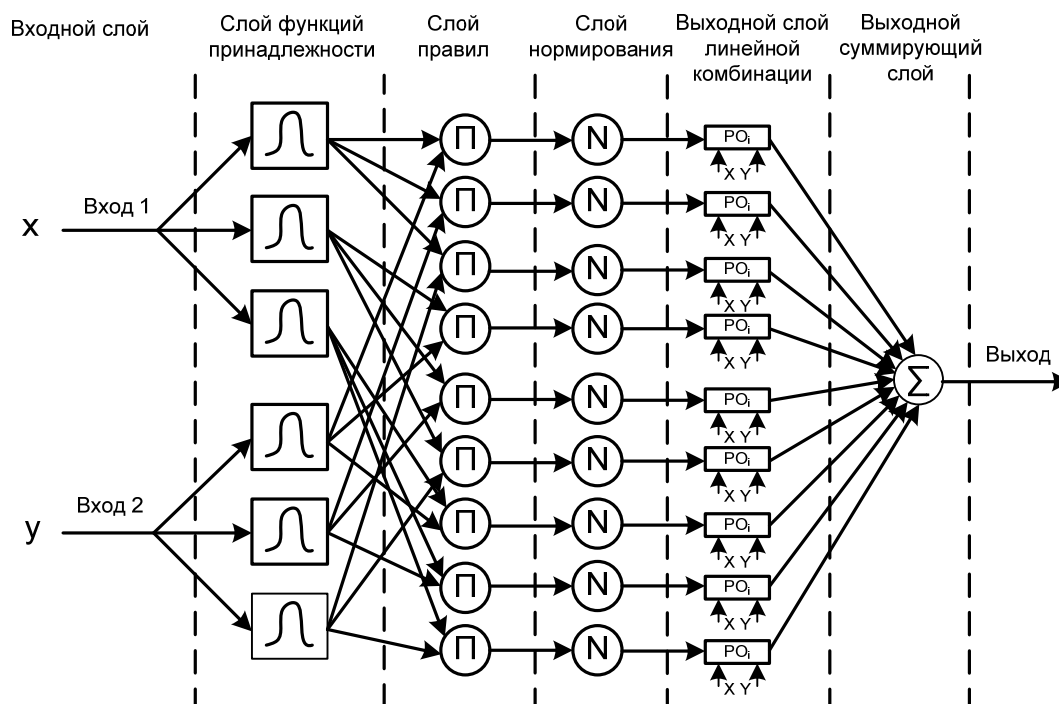


Рисунок 6.32 – Шестислойная нейро-фаззи-сеть ANFIS архитектуры

На узлах *слоя функцией принадлежности* производится преобразование входных сигналов, так же, как это имеет место в нейронных сетях при преобразовании их *активационной функцией*. При этом каждому значению входного сигнала находится выходное значение, соответствующее выбранной функциональной зависимости формы термов, или функции принадлежности. В фаззи-регуляторе эта процедура соответствует операции фаззификации входных сигналов. Совокупность выходных значений нейронов данного слоя в соответствии с указанными стрелками-направлениями поступает на нейроны *слоя правил*.

В узлах этого слоя выполняется логическая операция «И», которая в теории фаззи-логики заменяется математической операцией «минимум». На рис. 6.32 узлы этого слоя обозначены буквой «П». Распределение связей между вторым и третьим слоем осуществляется так, чтобы каждый вход сети имел связь с каждым нейроном третьего слоя, через один из узлов второго слоя. Количество узлов в данном слое равно количеству функций принадлежности принятых на один вход, в степени числа входов. Так, при двух входах и трех функциях принадлежности число узлов (или нейронов) слоя правил равно $3^2 = 9$. Такая сеть обеспечивает заведомо избыточное количество правил, которое практически покрывает все возможные варианты зависимостей данных. Этот слой выполняет операции, которые осуществляются в фаззи-регуляторе на этапе логической обработки. В более сложных алгоритмах построения нейро-фаззи-сетей используются методы статистического анализа, для исключения «лишних» правил и функций принадлежности. При этом не требуется выбирать количество и вид функций принадлежности, или термов.

В следующем слое осуществляется *нормирование выходных значений* третьего слоя. На рис. 6.32 нейроны этого слоя отмечены буквой «N». Определение выходных значений этого слоя заключается в нахождении суммы выходов всех узлов слоя правил и делении каждого из выходных значений третьего слоя на это суммарное значение. Этим обеспечивается масштабирование выходных значений, что повышает устойчивость сети.

Выходной слой линейной комбинации состоит из узлов, в которых вычисляется выражение вида $Ax + By + C$, где варьируемыми коэффициентами являются значения A, B, C , а входные сигналы обозначены x, y . Коэффициенты линейной комбинации определяются в результате итерационного процесса, в частности по алгоритму обратного распространения ошибки (back propagation) либо методом генетических алгоритмов. Этим

же методом вычисляются параметры слоя функций принадлежности, или слоя термов. Структурную схему можно упростить, если принять что коэффициенты A и B равны нулю, и итерационным путем подбирается лишь свободный член C (система Сугено нулевого порядка).

Выходной суммирующий слой содержит единственный узел, выполняющий суммирование сигналов – нахождение единственного значения выхода сети. Таким образом, пятый и шестой слой осуществляют операцию, аналогичную операции дефаззификации в фаззи-системе.

Однако ANFIS – не единственная гибридная нейронная сеть. Известны и другие несколько отличающиеся системы [97, 100].

Для нахождения параметров нейронной сети нужно сформировать обучающее множество, состоящее из тестового и целевого вектора. *Тестовый вектор* представляет собой совокупность подаваемых последовательно на вход объекта сигналов, отличающихся амплитудой и продолжительностью, вид которых определяется экспериментальным путем. Часто используют прямоугольные импульсы единичной площади.

Целевой вектор – желаемый выход нейронной сети есть совокупность значений выходной координаты в дискретные моменты времени.

Размерности целевого и тестового вектора совпадают. Число тестовых данных устанавливается достаточно большим, чтобы получить качественное представление о динамических свойствах объекта. Для управления электротехническими объектами оказывается эффективным реализовать с помощью ГНС прямую либо инверсную модель объекта.

Прямая модель – это нейронная сеть, которая повторяет переходной процесс объекта регулирования, являясь своего рода наблюдателем системы.

Инверсная (обратная) модель – это нейронная сеть, которая восстанавливает входной сигнал объекта регулирования по известному выходному сигналу (рис. 6.33, *а*). Полученные прямая и инверсная модель объекта управления используются для построения системы управления нелинейными динамическими системами. Процесс обучения обратной модели проиллюстрирован на рис. 6.33, *а*. Поступающие на вход обучаемой ГНС дискретный сигнал значения координаты x_{k+1} и задержанный на шаг сигнал x_k формируют на выходе ГНС сигнал, поступающий на узел сравнения с входным сигналом объекта. Если различие этих сигналов существенно, то происходит изменение параметров ГНС. Эта процедура при данном тестовом сигнале производится до тех пор, пока это различие

не станет достаточно малым. После этого задается новый тестовый сигнал, и процесс обучения повторяется. Обучение ГНС по полному вектору тестовых сигналов придает гибридной нейронной сети свойства обратной модели.

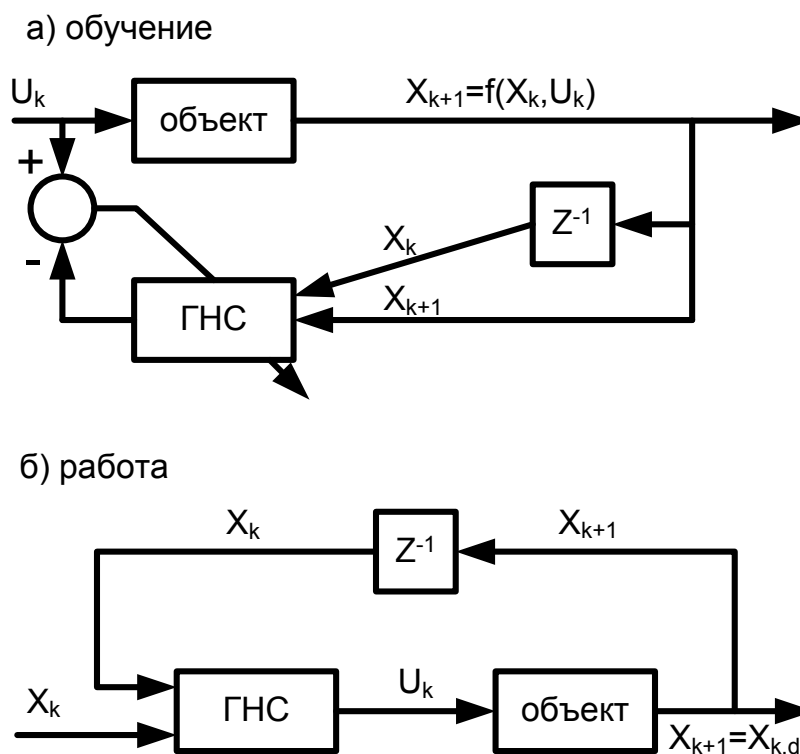


Рисунок 6.33 – Схема формирования обратной модели объекта и ее применение:

- а) Структурная схема системы в фазе обучения сети;
- б) Структурная схема объекта с нейрофаззи-регулятором

Инверсная модель как бы воспроизводит свойства обратной передаточной функции объекта. То есть если передаточная функция объекта

$$W_{об} = \frac{x(p)}{U(p)} = S, \quad (6.13)$$

то передаточная функция обратной модели

$$W_{гнс} = \frac{x(p)}{U(p)} \approx \frac{1}{S}, \quad (6.14)$$

синтезированная в виде обратной модели ГНС, будучи введенной в виде регулятора в прямой канал управления системы (рис. 6.33, б), обеспечит передаточную функцию звена $W_{об} \cdot W_{гнс} \approx 1$, т. е. как бы линеаризует систему управления, реализуя принцип *прямого инверсного управления*.

Добавление линий задержки необходимо, чтобы безынерционная по своей природе ГНС получила способность к аппроксимации динамических свойств объекта управления. Причем для адекватной работы статической нейронной сети количество линий задержки должно соответствовать порядку передаточной функции. И хотя представленные схемы отличается простота, иногда лучший результат можно получить, используя более сложные варианты построения системы обучения нейронной сети. В таких схемах часто используется несколько ГНС одновременно, в том числе реализующих прямую модель объекта. Пример синтеза электромеханической системы гибридной нейронной сети приведен в разделе 7.4.

Глава 7.

СИНТЕЗ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ВЯЗКИМ ТРЕНИЕМ

В главе 6 было показано, что управление электроприводом, в котором возможны фрикционные автоколебания, определяется характером обеспечиваемого им технологического процесса. Если проскальзывание является необходимым для осуществления процесса – *нормальный характер проскальзывания* (например, при металлообработке, волочении проволоки и др.) – нужно создать такую систему автоматического регулирования, которая бы не допускала автоколебательного режима, ухудшающего технологические показатели.

При *аномальном* характере проскальзывания (при прокатке металла, в электротранспорте и др.) в случае его возникновения необходимо управлением перевести рабочую точку на характеристике трения с участка избыточного скольжения (рис. 2.2) на восходящий, увеличив коэффициент трения (сцепления).

Однако в обоих случаях система автоматического регулирования должна обеспечивать динамическую устойчивость и требуемые показатели (быстродействие, перерегулирование, колебательность). Решение данной задачи достигается с помощью внешних обратных связей (ОС). Особенностью является исходная неустойчивость разомкнутой системы при нахождении рабочей точки на падающем участке характеристики трения.

Физическая основа превращения исходно неустойчивой разомкнутой системы в замкнутую устойчивую заключается в том, что сигнал управления системой, равный алгебраической сумме сигнала задания U_z и сигналов обратных связей U_{oci}

$$U_y = U_z - \sum_{i=1}^n U_{oci},$$

корректируется сигналами обратных связей U_{oci} . Степень и характер коррекции определяются типом и параметрами ОС, а их нужно выбрать такими, чтобы они обеспечили соответствующее изменение управляющего сигнала U_y , которое, в свою очередь, обеспечит требуемые показатели динамического процесса.

В настоящей главе описана методика синтеза ЭМС с ОВТ с заданными динамическими показателями на основе корневого метода и принципов параллельной коррекции с использованием полученных в главе 4 выражений дополнений к характеристическому полиному разомкнутой ЭМС с ОВТ от действия внешних ОС.

Кроме того, в главе изложен способ, названный автором «квазинейрорегулирование», в котором также обеспечиваются заданные динамические показатели регулирования, а регулятор выполняется по структуре простейшего компьютерного нейрона. При этом его весовые коэффициенты находятся в отличие от классических нейронных сетей не путем многократных итерационных расчетов, а определяются по выведенным аналитическим соотношениям [53, 106]. По мнению автора, данный способ, учитывая простоту синтеза и технической реализации, заслуживает дальнейшего углубленного изучения.

7.1. Корневой метод синтеза

Сущность корневого метода синтеза заключается в следующем. Поскольку динамические свойства системы автоматического регулирования зависят от ее характеристического полинома, следует:

- во-первых, выбрать полином с числовыми значениями коэффициентов, обеспечивающими требуемые показатели (желаемый полином – $D_{\text{ж}}(p)$);
- во-вторых, найти такие параметры цепей обратных связей либо регуляторов в прямом канале управления, которые бы обеспечивали равенство полинома замкнутой системы $D_3(p)$ желаемому

$$D_3(p) = D_{\text{ж}}(p). \quad (7.1)$$

Покажем, что для обеспечения заданных показателей регулирования общее число параметров ОС должно быть равно порядку n характеристического полинома замкнутой системы $D_3(p)$ и поясним суть корневого метода синтеза более детально.

Пусть полученная по формуле Мэсона передаточная функция замкнутой системы при нулевых начальных условиях имеет вид

$$W(p) = \frac{x(p)}{y(p)} = \frac{M_0(p)}{D_0(p)}, \quad (7.2)$$

где $M_0(p) = B_m p^m + B_{m-1} p^{m-1} + \dots + B_k p^k + \dots + B_1 p + B_0,$ (7.3)

а $D_0(p) = A_n p^n + A_{n-1} p^{n-1} + \dots + A_i p^i + \dots + A_1 p + A_0,$ (7.4)

где A_i и B_k – коэффициенты, определяемые параметрами системы ($i = 0, 1, 2, 3 \dots n; k = 0, 1, 2, 3 \dots m$), причем в реальных технических системах

$$m \leq n.$$

Перейдем к нормированным полиномам $M(p)$ и $D(p)$, представив передаточную функцию в виде

$$W(p) = \frac{KM(p)}{D(p)} = \frac{K(p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_k p^k + \dots + b_1 p + b_0)}{(p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_i p^i + \dots + a_1 p + a_0)}, \quad (7.5)$$

где передаточный коэффициент $K = \frac{B_m}{A_n}$, (7.6)

а коэффициенты полиномов

$$a_i = \frac{A_i}{A_n}, \quad b_k = \frac{B_k}{B_m} \quad (7.7)$$

и
$$a_i \geq b_i. \quad (7.8)$$

Для выполнения условия синтеза (7.1) необходимо выбрать желаемый полином $D_{\text{ж}}(p)$ в нормированном виде, порядок которого равен порядку нормированного полинома замкнутой системы $D(p)$

$$D_{\text{ж}}(p) = p^n + a'_{n-1} p^{n-1} + \dots + a'_i p^i + \dots + a'_1 p + a'_0, \quad (7.9)$$

В выражения коэффициентов a_i полинома замкнутой системы $D(p)$ входят в общем виде параметры цепей обратных связей: коэффициенты передач K_j и постоянные времени T_q , т. е. $a_i = a_i(K_j, T_q)$, где j и q , соответственно,— порядковые номера безынерционных параметров и постоянных времени.

Равенство полиномов $D(p) = D_{\text{ж}}(p)$ выполняется, если равны их коэффициенты при одинаковых степенях p , т.е.

$$\begin{cases} a_0(K_j \dots T_q) = a'_0; \\ a_1(K_j \dots T_q) = a'_1; \\ \dots \dots \dots \\ a_i(K_j \dots T_q) = a'_i; \\ \dots \dots \dots \\ a_{n-1}(K_j \dots T_q) = a'_{n-1}. \end{cases} \quad (7.10)$$

Решение системы уравнений относительно параметров обратных связей K_j, T_q даст значения каждого из них, и эти значения обеспечат динамические показатели замкнутой системы автоматического регулирования, определяемые выбранным желаемым полиномом.

Весьма важно выбрать правильное число изменяемых параметров обратных связей. Очевидно, для однозначного решения системы (7.10) необходимо, чтобы число параметров K_i, T_q было равно числу уравнений

этой системы, то есть если общее число безынерционных параметров K_i равно s , а постоянных времени $T_q - r$, то должно соблюдаться, чтобы

$$s + r = n. \quad (7.11)$$

7.2. Выбор желаемого полинома

Динамические показатели электромеханической системы определяются не только характеристическим полиномом $D(p)$ и полиномом числителя $M(p)$ в соответствии с выражением (7.5), но и начальными условиями переходного процесса. В общем случае закон изменения регулируемой величины в изображении по Лапласу имеет вид

$$x(p) = \frac{M(p)}{D(p)} G(p) + \frac{M_n(p)}{D(p)}, \quad (7.12)$$

где первое слагаемое отражает влияние управляющего воздействия, а второе – начальных условий.

Синтез электромеханической системы с заданными показателями предлагается выполнить в 2 этапа. *На первом* – определить *приближенное выражение желаемого характеристического полинома* замкнутой системы $D_{\text{ж}}(p)$, исходя из нулевых начальных условий, и найти соответствующие ему параметры обратных связей. *На втором* – произвести *проверку синтезированной ЭМС* на предмет обеспечения требуемых показателей и корректировку в случае необходимости.

Нормированные полиномы $M(p)$ и $D(p)$ (7.5), будучи выражены через значения своих корней, позволяют представить передаточную функцию замкнутой системы в виде

$$W(p) = K \frac{M(p)}{D(p)} = K \frac{(p - \gamma_1)(p - \gamma_n) \dots (p - \gamma_k) \dots (p - \gamma_m)}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2) \dots (p - \lambda_i) \dots (p - \lambda_n)}, \quad (7.13)$$

где γ_k – корни полинома $M(p)$, а λ_i – полинома $D(p)$, называемые соответственно γ_k – нулями, а λ_i – полюсами. Они могут быть как вещественными $\gamma_k = \alpha_k$, $\lambda_i = \alpha_i$, так и комплексно сопряженными, например, $\gamma_{k,k+1} = \alpha_k \pm j\Omega_k$, $\lambda_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\Omega_i$. При этом, если выбрать значения полюса

λ_i равным значению нуля γ_k , то в соответствии с (7.13), сомножитель $(p-\gamma_k)$ в числителе и $(p-\lambda_i)$ в знаменателе сокращаются. Это означает, что в случае нежелательного влияния нуля γ_k на динамику ЭМС, его действие может быть скомпенсировано выбором желаемого полинома, имеющего корень $\lambda_i = \gamma_k$, и наоборот. Практически, компенсация выполняется [35], если выбранный полюс размещается в пределах окружности, описанной вокруг нуля γ_k с радиусом $r_k = 0,1|\gamma_k|$ (рис. 7.1), где модуль нуля γ_k равен

$$|\gamma_k| = \sqrt{\alpha_k^2 + \Omega_k^2}.$$

Значения коэффициентов полинома полностью определяются его корнями, поэтому выбрав желаемое размещение корней на комплексной плоскости и подставив их в выражение (7.13), можно получить выражение желаемого полинома $D_{\text{ж}}(p)$.

Следует заметить, что существует значительное число так называемых стандартных полиномов, коэффициенты которых и распределение корней заранее известны. Для стандартных полиномов характерно стремление обеспечить предельные показатели регулирования: максимум быстродействия, минимум перерегулирования, минимум колебательности. Некоторые из

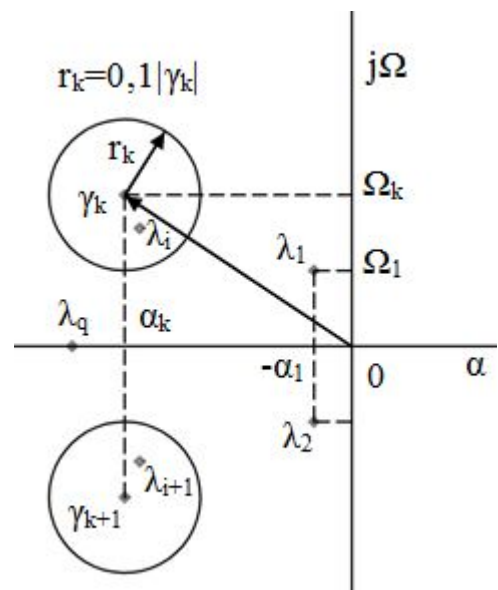


Рисунок 7.1 – К выбору желаемого полинома

этих полиномов разрабатывались для радиотехнических и электротехнических устройств. Реализация электромеханических систем автоматического регулирования на основе стандартных полиномов при скачкообразных изменениях возмущающих факторов может в одних случаях приводить либо к недопустимым, либо к недостижимым значениям токов, моментов, напряжений, входящих в электропривод устройств, в других – к выходу рабочей точки на участки ограничения или насыщения, на которых настройка параметров ОС и регуляторов не обеспечивает расчетных показателей. Поэтому во многих случаях целесообразно подобрать желаемый полином $D_{\text{ж}}(p)$ с учетом конкретного технологического про-

цесса. Рассмотрим, из каких соображений можно выбирать распределение корней желаемого полинома на комплексной плоскости.

Свободная составляющая динамического процесса, определяющая динамические свойства системы, представляет собой сумму слагаемых

$$x_{\text{св}}(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{p_i t}. \quad (7.14)$$

При этом каждый вещественный корень характеристического полинома замкнутой системы $p_i = \alpha_i$ вносит в $x_{\text{св}}(t)$ экспоненциальную составляющую вида

$$x_{\text{св}i}(t) = C_i e^{\alpha_i t}, \quad (7.15)$$

а пара комплексных корней $p_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\Omega_i$, в соответствии с формулой Эйлера [7], – составляющую колебательного характера

$$x_{\text{св}i,i+1}(t) = 2A_i C_i e^{\alpha_i t} \sin(\Omega_i t + \varphi_i). \quad (7.16)$$

Значения C_i и A_i зависят от начальных условий и находятся по известным из теории автоматического управления соотношениям [35].

Затухающий характер свободной составляющей $x_{\text{св}}(t)$, а, следовательно, и динамическая устойчивость системы будут обеспечены только в том случае, если вещественные части всех корней будут отрицательны, т. е.

$$\alpha_i = -\frac{1}{T_i},$$

т.к. именно в этом случае при $t \rightarrow \infty$ $x_{\text{св}}(t) \rightarrow 0$.

Это значит, что корни желаемого полинома должны размещаться в левой части комплексной плоскости.

Наиболее медленно затухает составляющая, корни которой λ_1 и λ_2 ближе всего расположены к мнимой оси:

$$x(t) = A_1 e^{-\alpha_1 t} (\cos \Omega_1 t + \varphi_1).$$

Весьма часто именно эти полюсы, названные в [35] доминирующими, определяют время переходного процесса $t_{\text{п}}$.

На первом этапе синтеза размещение доминирующих полюсов произведем, исходя из требуемого быстродействия, заданного временем переходного процесса t_{π} . На рис. 7.2 показан характер изменения затухающей составляющей от корней

$$\lambda_{1,2} = -\alpha_1 \pm j\Omega_1$$

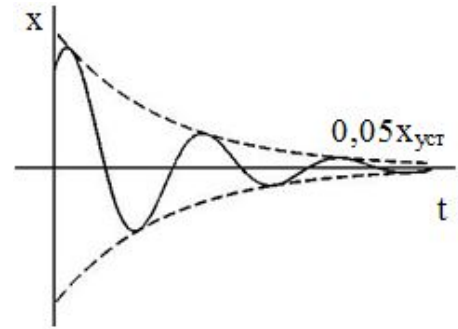


Рисунок 7.2 – Свободная составляющая для корней $\lambda_{1,2}$

$$x_{св1} = A_{m1} e^{-\alpha_1 t} \sin(\Omega_1 t + \varphi_1) \quad (7.17)$$

Зададимся временем переходного процесса t_{π} , равным времени снижения амплитуды колебания до значения $\Delta x_{уст}$

$$\Delta x_{уст} = A_{m1} e^{-\alpha_1 t_{\pi}}, \quad (7.18)$$

где $x_{уст}$ – установившееся значение рассматриваемой координаты, а $\Delta = (0,02-0,05)$ определяет заданный уровень затухания.

Из (7.18)

получим

$$\alpha_1 = \frac{\ln \frac{A_{m1}}{\Delta x_{уст}}}{t_{\pi}}.$$

Определим значение вещественной части α_1 доминирующего полюса, например, при $\Delta = 0,05$,

$$\alpha_1 = \frac{\ln 20 \frac{A_{m1}}{x_{уст}}}{t_{\pi}} \approx \frac{3 + \ln \frac{A_{m1}}{x_{уст}}}{t_{\pi}}. \quad (7.19)$$

Отношение $\frac{A_{m1}}{x_{уст}}$ представляет собой как бы максимально возможное перерегулирование по колебательной составляющей от доминирующих полюсов (если бы φ_1 было равно нулю). Реальный вклад этой составляющей в перерегулирование σ_{\max} вследствие ненулевого значения φ_1 и затухания будет меньше. Задавшись величиной $\frac{A_{m1}}{x_{уст}}$ несколько боль-

шей требуемого перерегулирования по соотношению (7.19), определяем значение коэффициента затухания α_1 . К примеру, если принять

$$\frac{A_{m1}}{x_{уст}} = 0,5, \quad \alpha_1 = \frac{2,3}{t_{п}};$$

$$\frac{A_{m1}}{x_{уст}} = 0,2, \quad \alpha_1 = \frac{1,3}{t_{п}};$$

$$\frac{A_{m1}}{x_{уст}} = 0,1, \quad \alpha_1 = \frac{0,7}{t_{п}}.$$

Параметр Ω_1 мнимой части доминирующих полюсов $\alpha_{1,2}$ определим, задавшись значением максимума перерегулирования σ_{max} , предварительно задав размещение остальных полюсов, исходя из того, что они должны располагаться левее доминирующих полюсов, а также с учетом взаимокompенсации нулей и полюсов, если это необходимо. При этом из приведенных в [63] примеров распределений корней для стандартных полиномов 4-го порядка можно исходить из условия $\alpha_i > (1,2-2)\alpha_1$.

Для определения Ω_1 используем соотношения, приведенные в [35].

$$\sigma_{max} = 2A_1 \frac{\Omega_1}{\sqrt{\alpha_1^2 + \Omega_1^2}} e^{-\frac{\alpha_1}{\Omega_1} \left(\pi + \sum_{i=2}^n \varphi_i - \sum_{j=1}^m \Psi_j \right)}, \quad (7.20)$$

где

$$A_1 = \left| \frac{\prod_{j=1}^m (\lambda_1 - \gamma_j)}{\lambda_1 \prod_{i=2}^n (\lambda_1 - \lambda_i)} \right|.$$

Значения угловых величин поясняет рис. 7.3, а, а процедуру нахождения Ω_1 поясняет рис. 7.3, б.

Из (7.20) следует:

$$\Omega_1 = \frac{\sigma_{max}}{2A_1} \sqrt{\alpha_1^2 + \Omega_1^2} e^{\frac{\alpha_1}{\Omega_1} \left(\pi - \sum_{i=2}^n \varphi_i - \sum_{j=1}^m \Psi_j \right)}. \quad (7.21)$$

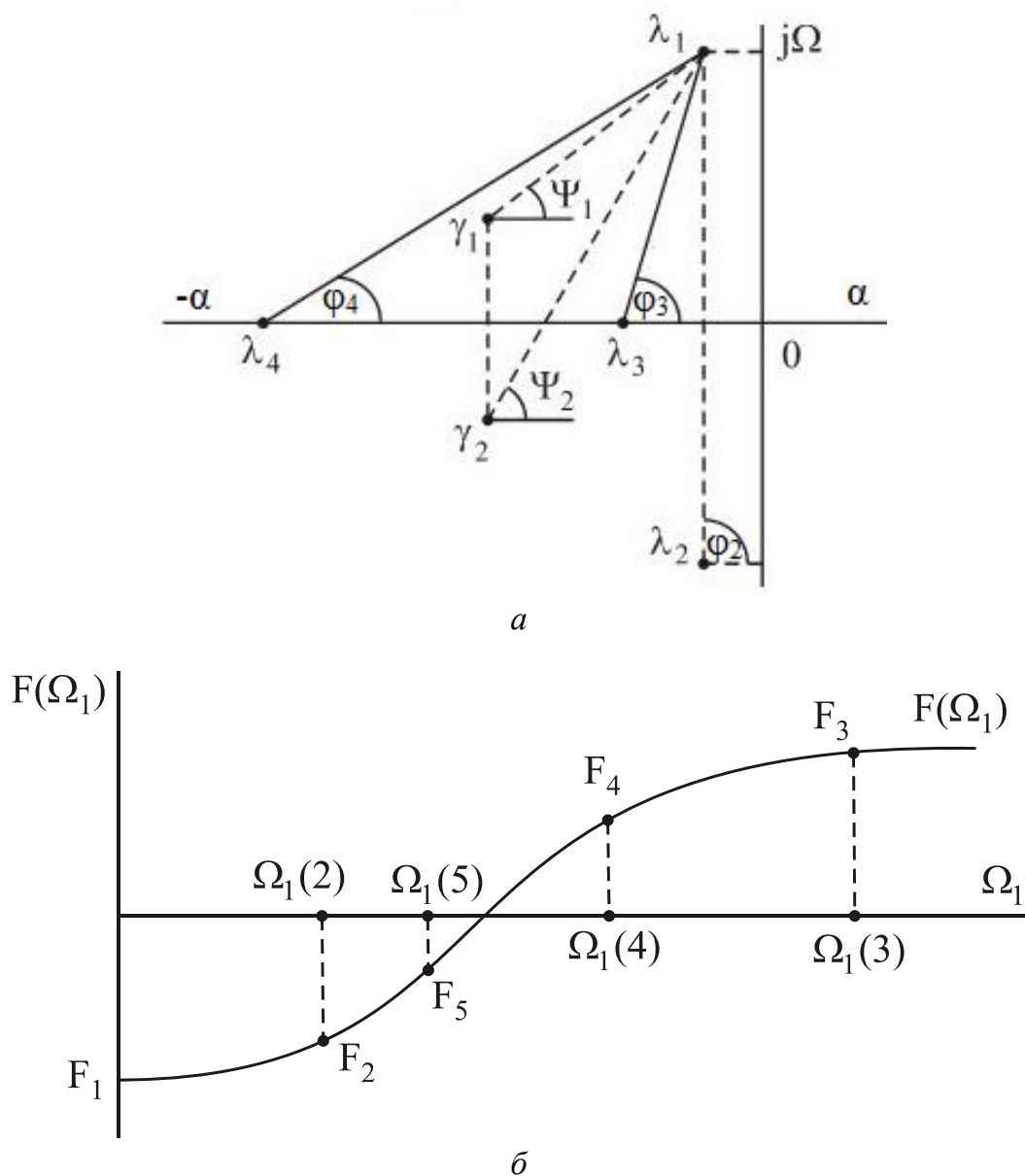


Рисунок 7.3 – Определение значения Ω_1

Уравнение (7.21) является трансцендентным и в явном виде неразрешимо. Для его решения удобно использовать метод дихотомии (метод половинного деления). Очевидно, искомое значение Ω_1 соответствует равенству нулю функции

$$F(\Omega_1) = \Omega_1 - \frac{\sigma_{\max}}{2A_1} \sqrt{\alpha_1^2 + \Omega_1^2} e^{\frac{\alpha_1}{\Omega_1} \left(\pi - \sum_{i=2}^n \varphi_i - \sum_{j=1}^m \Psi_j \right)} = 0 \quad (7.22)$$

Задавшись значением $\Omega_1=0$, находим значение $F(\Omega_1)=F_1$ на первом шаге расчета. Задаем значение Ω_1 для второго шага $\Omega_1(2)$ и по соотношению (7.22) вычисляем F_2 . Если знак F_2 такой же, как F_1 , задаем большее значение $\Omega_1=\Omega_1(3)$. На 3-ем шаге функция F_3 изменила знак по отношению к F_2 . Поэтому на 4-ом шаге принимаем

$$\Omega_1(4) = \frac{\Omega_1(2) + \Omega_1(3)}{2} \quad (7.23)$$

и вычисляем значение F_4 .

Значение Ω_1 на каждом новом шаге k следует вычислять как полу-сумму двух ближайших параметров Ω_1 , для которых знаки $F(\Omega_1)$ различны. Расчет продолжается до тех пор, пока наступит

$$F[\Omega_1(k)] \leq |\delta|, \quad (7.24)$$

где δ – наперед заданное малое число.

Несмотря на некоторую громоздкость выражения (7.22), при порядке системы $n \leq 4$ и отсутствии нулей оно существенно упрощается, а процедура вычисления Ω_1 легко алгоритмизируется.

Числовые значения коэффициентов a_i при степенях p желаемого полинома определяются после подстановки значений выбранных корней в выражение (7.15) и перемножения сомножителей.

$$\begin{aligned} D_{\text{ж}}(p) &= (p - \lambda_1)(p - \lambda_2) \dots (p - \lambda_i) \dots (p - \lambda_n) = \\ &= p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_i p^i + \dots a_1 p + a_0. \end{aligned} \quad (7.25)$$

К достоинствам вышеизложенной методики определения желаемого полинома следует отнести также ее применимость при синтезе систем любого порядка, для которых широко распространенные стандартные полиномы отсутствуют.

Однако, как ранее отмечалось, данная методика не дает абсолютной гарантии точного обеспечения заданных показателей вследствие того, что не учитывает влияние начальных условий для составляющих, определяемых недоминирующими корнями. Проверку приемлемости полученного желаемого полинома $D_{\text{ж}}(p)$ аналитически можно произвести следующими путями:

1. По приведенным в [35] соотношениям для составляющих $x_{сви}(t)$ от недоминирующих полюсов рассчитать значения A_i для комплексных и C_i – для вещественных корней в выражениях (7.15) и (7.16) и сравнить их влияние на показатели переходного процесса с влиянием составляющей от доминирующих полюсов.

2. Понизить порядок характеристического полинома по методу, предложенному В.Т. Долбней [22], и если в полученном полиноме преобладающая составляющая сохранится от доминирующих полюсов, считать ранее полученный желаемый полином приемлемым.

В современных условиях для вывода о приемлемости синтезированной системы целесообразно использовать возможности компьютерной техники, выполнив моделирование системы. В случае необходимости корректировку распределения недоминирующих корней следует производить, учитывая, что приближение любого полюса к доминирующему и нуля к началу координат приводит к увеличению времени регулирования и максимума перерегулирования.

7.3. Методика синтеза устойчивой ЭМС с ОВТ с заданными динамическими показателями

Как отмечалось в главе 6, принцип управления электромеханической системой с нелинейным трением определяется тем, какой характер носит проскальзывание с точки зрения технологического процесса: нормальный либо аномальный.

При нормальном характере (например, протяжка металла в волочильной машине), если точка статического равновесия находится на падающем участке характеристики трения и электропривод является электромеханической системой с отрицательным вязким трением (ЭМС с ОВТ), задача синтеза – обеспечить как устойчивость, так и заданные показатели динамического процесса. Колебания скорости могут вызвать появление недопустимой волнистости на выходе протяжки.

Однако и в случае аномального характера скольжения (например, буксование валков прокатного стана относительно прокатываемого металла), когда буксование необходимо исключить переводом рабочей точ-

ки на первую восходящую ветвь характеристики трения, допускать расходящийся колебательный процесс в интервале буксования нежелательно. В главе 11 приведены осциллограммы, подтверждающие увеличение динамических нагрузок в этих режимах в 2,5–4,5 раза превышающих статическую нагрузку.

Поэтому для электроприводов, проявляющих себя как ЭМС с ОВТ, целесообразно выполнить синтез электромеханической системы, устойчивой на падающем участке характеристики трения с наибольшей возможной в процессе работы крутизной.

Исходя из вышеизложенного метода предлагается следующая методика решения задачи:

1. Выбираются координаты разомкнутой системы, по которым будут осуществлены внешние обратные связи. При этом учитывается простота их измерения, наличие уже установленных датчиков, возможность осуществить синтез по желаемому полиному.

2. Строится математическая модель ЭМС с ОВТ в структурной форме с введенными внешними обратными связями и записью их передаточных функций в общем виде $W_{oci}(p)$.

3. По формуле Мэзона находится передаточная функция замкнутой системы и ее характеристический полином $D_3(p)$. Производится его нормирование к виду $D(p)$ выражения (7.5).

4. В характеристическом полиноме $D_3(p)$ выделяется характеристический полином разомкнутой системы, не содержащий передач ветвей внешних ОС – $D_{раз}(p)$, и дополнения $D_{oci}(p)$, включающие передачи внешних ОС $W_{oci}(p)$.

5. Исходя из условия динамической устойчивости и требуемых показателей регулирования, по изложенной в предыдущем разделе методике выбирается распределение корней и находится желаемый полином $D_ж(p)$ (либо выбирается стандартный полином).

6. Выбираются типы внешних ОС (жесткие с передачей $W_{oci}(p) = K_i$ и гибкие – $W_{oci}(p) = K_i(T_i p + 1)$). Число параметров K_i и T_i всех вводимых ОС должно быть равно порядку n характеристического полинома $D_3(p)$.

7. Путем подстановки выражений передач выбранных обратных связей $W_{oc\ i}(p)$ и дополнения к характеристическому полиному разомкнутой системы $D_{oc\ i}(p)$ находятся выражения коэффициентов нормированного характеристического полинома замкнутой системы: $a_{n-1}, a_{n-2}, \dots a_i \dots a_1, a_0$.

8. Составляется система уравнений путем приравнивая вышеуказанных коэффициентов, являющихся функциями параметров K_i и T_i , числовым коэффициентам желаемого полинома и решается относительно искомых параметров.

Примечание. В случае выполнения вышеуказанной процедуры синтеза с использованием безразмерной формы оператора $p_* = p / \Omega$, необходимо это учесть при определении физических значений параметров цепей обратных связей.

Проиллюстрируем методику на примере синтеза ранее рассмотренной 2-массовой ЭМС с ОВТ, используя принцип модального управления.

Математическая модель данной системы представлена на рис. 5.1. В этом случае по пп. 1–4 вышеизложенной методики могут быть использованы соотношения, ранее выведенные соотношения в главах 4 и 5.

Как было показано в главе 5, характеристический полином рассматриваемой системы, независимо от вида и числа типовых внешних обратных связей, имеет 4-й порядок, следовательно необходимо иметь 4 изменяемых параметра внешних ОС. Для принятого принципа модального управления необходимы 4 безынерционных внешних ОС с коэффициентами передач K_1, K_2, K_3, K_4 . Измеряемыми координатами в этом случае должны быть все 4, указанные в схеме (рис. 5.1), передачи которых соответственно обозначены: по моменту электродвигателя $W_7 = K_1$, по скорости 1-й массы $W_8 = K_2$, по упругому моменту $W_9 = K_3$ и по скорости 2-й массы $W_{10} = K_4$.

Поставим задачу получить аналитические выражения синтезируемых величин K_1 – K_4 цепей внешних ОС при различных значениях коэффициентов желаемого полинома, т. е. при различных стандартных полиномах.

Нормированный характеристический полином замкнутой системы с безразмерным оператором $p_* = p / \Omega_{12}$ запишем в общем виде:

$$D_3(p_*) = p_*^4 + A_3 p_*^3 + A_2 p_*^2 + A_1 p_* + A_0, \quad (7.26)$$

где каждый из коэффициентов полинома A_i представляет собой поделенную на γv сумму коэффициентов при одинаковых степенях p_* разомкнутого полинома (4.19) и каждого из дополнений от внешних связей (соотношения (5.23)–(5.26)).

$$\left. \begin{aligned} A_3 &= \underbrace{\frac{T_{\text{М1}}^*}{v} + \frac{b}{(\gamma-1)T_{\text{М1}}^*}}_{a'_3} + \frac{K_{\text{п}}T_{\text{М1}}^*}{v} K_1 \\ A_2 &= 1 + \underbrace{\frac{1}{\gamma v} + \frac{b}{\gamma v(\gamma-1)} + \frac{K_{\text{п}}b}{v(\gamma-1)}}_{a'_2} K_1 + \frac{K_{\text{п}}}{v} K_2 \\ A_1 &= \underbrace{\frac{T_{\text{М1}}^*}{v} - \frac{\gamma + v(\gamma-1)b}{\gamma v T_{\text{М1}}^* (\gamma-1)} + \frac{K_{\text{п}}b}{v(\gamma-1)T_{\text{М1}}^*}}_{a'_1} K_2 + \frac{K_{\text{п}}(\gamma-1)T_{\text{М1}}^*}{\gamma v} K_3 \\ A_0 &= \underbrace{\frac{b+1}{\gamma v} + \frac{K_{\text{п}}b}{\gamma v} K_1 + \frac{K_{\text{п}}}{\gamma v} K_2 + \frac{K_{\text{п}}b}{\gamma v} K_3 + \frac{K_{\text{п}}}{\gamma v} K_4}_{a'_0} \end{aligned} \right\} \quad (7.27)$$

Выделенные фигурной скобкой части коэффициентов a'_3 , a'_2 , a'_1 , a'_0 представляют собой числовые значения, определяемые параметрами разомкнутой исходно неустойчивой ЭМС с ОБТ. Пусть определенный по изложенной в разделе 7.2 методике желаемый полином имеет вид

$$D_{\text{ж}}(p_*) = p_*^4 + a_3 p_*^3 + a_2 p_*^2 + a_1 p_* + a_0. \quad (7.28)$$

Особенностью его получения является то, что сомножители в соотношении (7.25) должны быть безразмерными вида $(p_* - \lambda_i^*)$,

$$\text{где} \quad p_* = \frac{p}{\Omega_{12}}, \quad (7.29)$$

$$\lambda_i^* = \alpha_i^* + j\Omega_i^*, \quad (7.30)$$

$$\alpha_i^* = \frac{\alpha_i}{\Omega_{12}} \quad \text{и} \quad \Omega_i^* = \frac{\Omega_i}{\Omega_{12}}. \quad (7.31)$$

При этом α_1 рассчитывается по выражению (7.19), Ω_1 – из (7.21), а корни λ_3 и λ_4 задаются, исходя из изложенных в разделе 7.2 соображений.

Система уравнений для нахождения параметров K_i составляется из условия равенства коэффициентов ХП замкнутой системы и желаемого полинома $A_i=a_i$, то есть

$$\begin{cases} A_3 = a_3; \\ A_2 = a_2; \\ A_1 = a_1; \\ A_0 = a_0. \end{cases} \quad (7.32)$$

Из (7.27) и (7.32) видно, что данная система легко разрешима относительно значений K_i .

Так,

$$K_1 = \frac{(a_3 - a'_3)\nu}{K_{\Pi}T_{\text{м1}}^*}. \quad (7.33)$$

После нахождения K_1 с учетом 2-го уравнения системы (7.27) вычисляется

$$K_2 = \frac{(a_2 - a'_2)\nu}{K_{\Pi}}. \quad (7.34)$$

Аналогично

$$K_3 = \frac{(a_1 - a'_1)\gamma\nu}{K_{\Pi}(\gamma - 1)T_{\text{м1}}^*} \quad (7.35)$$

и

$$K_4 = \frac{(a_0 - a'_0)\gamma\nu}{K_{\Pi}}. \quad (7.36)$$

Подстановка в выражения a'_i из (7.27) значений K_i , полученных из (7.34-7.36), позволяет вычислить последовательно требуемые параметры всех внешних ОС. То есть, для вычисления K_2 в выражение a'_2 из (7.27) нужно подставить уже вычисленное по (7.33) значение K_1 , для K_3 – в a'_1 из (7.27) подставить вычисленные K_1 и K_2 , а для K_4 – в a'_0 из (7.27) ранее вычисленные K_1 , K_2 и K_3 .

После синтеза по вышеизложенной методике для ЭМС с ОБТ следует выполнить моделирование динамических режимов системы, имитируя возможные возмущающие факторы, учитывая, что система, хотя и линеаризована по участкам характеристики трения, нелинейна в «в большом». Будучи устойчивой на падающем участке, система может войти в автоколебательный режим вследствие «жесткого» самовозбуждения.

Укажем на некоторые особенности использования в качестве желаемых *стандартных полиномов*.

7.4. Особенности синтеза на основе стандартных полиномов

Нередко характеристический полином определяется не путем выбора распределения корней в комплексной плоскости, а в виде стандартного полинома. Для стандартных полиномов относительное расположение корней заранее известно, что и определяет динамические показатели регулирования при нулевых начальных условиях.

Стандартный полином, как правило, записывается в виде:

$$D_{\text{ст}}(p) = p^n + a_{n-1}\Omega_0 p^{n-1} + a_{n-2}\Omega_0^2 p^{n-2} + \dots + a_i\Omega_0^{n-1} p^i + \dots + a_1\Omega_0^{n-1} p + a_0\Omega_0^n, \quad (7.37)$$

где Ω_0 называется главным параметром распределения корней, а $a_{n-1}, \dots, a_i, \dots, a_0$ – коэффициенты, не зависящие от главного параметра, но вполне определенные для того или иного стандартного полинома.

При $a_0 = 1$ Ω_0 представляет собой среднегеометрический корень полинома.

$$\Omega_0 = \sqrt[n]{p_1 p_2 \dots p_i \dots p_n} \quad (7.38)$$

При использовании в качестве желаемого стандартного полинома первостепенная задача – выбор значения главного параметра распределения корней Ω_0 .

Установим, каким образом величина Ω_0 влияет на размещение корней в комплексной плоскости. С этой целью вынесем за скобки Ω_0^n и представим оператор p в безразмерной форме:

$$p_* = \frac{p}{\Omega_0} \quad (7.39)$$

$$D_{\text{ст}}(p) = \Omega_0^n D_{\text{ст}}(p_*), \quad (7.40)$$

где
$$D_{\text{ст}}(p_*) = p_*^n + a_{n-1}p_*^{n-1} + \dots + a_{n-i}p_*^{n-i} + a_1p_* + a_0 \quad (7.41)$$

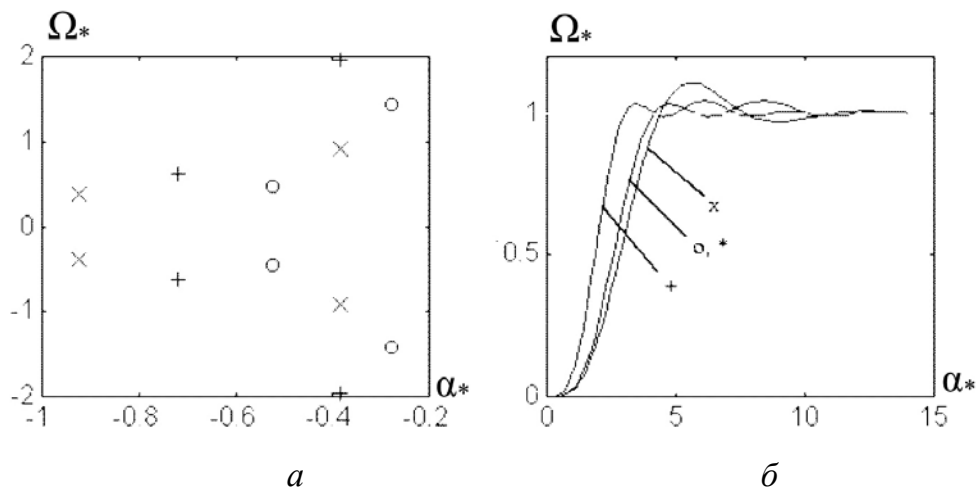
Следует отметить, что безразмерный оператор p_* в соотношении (7.41) отличается от ранее использовавшегося в выражениях гл. 4, 5 и разд. 7.3 оператора $p_* = p/\Omega_{12}$.

В [63] приведено более 20 стандартных полиномов. Каждый из полиномов обеспечивает те или иные показатели динамического процесса, в том числе предельное быстродействие, минимум перерегулирования или минимум среднеквадратичной ошибки регулирования и др.

В таблицах стандартных полиномов [63] их коэффициенты задаются для полинома вида (7.41). Картина распределения корней стандартного полинома представляется в комплексной плоскости с вещественной осью $\alpha_* = \alpha/\Omega_0$ и частотным параметром мнимой части $\Omega_* = \Omega/\Omega_0$. В качестве примера на рис. 7.4 показаны картина распределения корней и переходная характеристика для стандартного полинома, названного «минимум времени переходного процесса». Данный стандартный полином имеет вид

$$D_{\text{ст}}(p_*) = p_*^4 + 1,6p_*^3 + 3,15p_*^2 + 2,45p_* + 1. \quad (7.42)$$

После выбора типа стандартного полинома, исходя из требований технологического процесса к показателям регулирования, необходимо выбрать главный параметр распределения корней Ω_0 .



Условные обозначения: \circ – указанное распределение в исходной записи,
 $*$ – указанное распределение, нормированное по асимптотам ЛАЧХ,
 $+$ – указанное распределение, нормированное по корням справа,
 \times – распределение Баттерворта.

Рисунок 7.4 – Распределения корней:
 a – и переходные характеристики; b – стандартного полинома
 «минимум времени переходного процесса»

Ориентируясь на доминирующие полюса, вычисляем, исходя из требуемого быстродействия, по соотношению (7.19), например, для $\Delta = 0,05$ коэффициент затухания

$$\alpha_1 = \frac{3 + \ln \frac{A_1}{x_{уст}}}{t_{п}}. \quad (7.43)$$

Значение $\frac{A_1}{x_{уст}}$ можно приближенно задать, ориентируясь на перерегулирование, взятое из переходной характеристики для выбранного типа стандартного полинома, и допуская некоторое превышение $\frac{A_1}{x_{уст}}$ над вышеуказанным перерегулированием.

Так как

$$\alpha_* = \frac{\alpha}{\Omega_0}, \quad (7.44)$$

главный параметр распределения корней по соотношению

$$\Omega_0 = \frac{\alpha_1}{\alpha_{*1}}. \quad (7.45)$$

Частотный параметр Ω_1 доминирующего полюса λ_1 находим из соотношения

$$\Omega_1 = \Omega_{*1} \Omega_0, \quad (7.46)$$

где Ω_{*1} – относительное значение частотного параметра ближайших к мнимой оси корней, взятое из таблицы распределения выбранного стандартного полинома.

Аналогично находятся параметры остальных корней стандартного желаемого полинома

$$\alpha_i = \alpha_{*i} \Omega_0, \quad (7.47)$$

$$\Omega_i = \Omega_{*i} \Omega_0.$$

Коэффициенты стандартного полинома как желаемого при синтезе по физическим параметрам ЭМС находятся подстановкой найденного значения главного параметра распределения Ω_0 в выражение (7.37) при заданных из таблиц значений коэффициентов стандартных полиномов с безразмерным параметром. В случае использования при синтезе двухмассовой ЭМС с ОВТ характеристических полиномов и дополнений от обратных связей, представленных в безразмерных обобщенных параметрах и с безразмерным оператором $p^* = p/\Omega_{12}$ (см. разд. 4.1, 7.3), следует учесть отличие безразмерного оператора в выражении для стандартного полинома (7.42), где $p^* = p_{*ст} = p/\Omega_0$, исходя из соотношения

$$p_{*ст} = p^* \frac{\Omega_{12}}{\Omega_0}. \quad (7.48)$$

7.5. Синтез систем с нейронными сетями

Краткая история развития и сущность метода нейронных сетей изложена в разделе 6.4. В настоящем разделе приведены примеры синтеза одномассовой ЭМС с ОВТ с нейрорегулятором на основе нейронной сети типа «персептрон» и двухмассовой ЭМС с зазором – на основе гибридной нейронной сети.

Интерес автора к нейронным сетям и методу генетических алгоритмов (ГА) возник в 1994 г. во время доклада С.А. Сергеева на конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». Излагалось применение метода ГА при оптимизации конструктивных параметров электрической машины, что навело на мысль о возможности применения этого метода для оптимизации параметров управления исходно неустойчивой ЭМС с ОВТ.

Первые результаты наших исследований в этом направлении были доложены в 1995 г. на международной конференции по электроприводу в Санкт-Петербурге [52], и это было первой в СНГ работой по применению методов нейронных сетей и генетических алгоритмов для решения задач управления электромеханической системой.

В 1998г. аспирантом кафедры «Автоматизированные электромеханические системы» ХПИ К.В. Махотило была защищена первая в Украине диссертация, посвященная методикам синтеза нейронных сетей с использованием метода генетических алгоритмов.

На протяжении ряда лет кафедра оказывала помощь проявившим интерес к данной тематике молодым ученым из других ВУЗов в освоении разработанных компьютерных программ и методик синтеза нейронных сетей. Доставляет удовлетворение, что некоторые из них (А.О. Лозинский, И.А. Орловский) уже стали докторами наук, высококвалифицированными специалистами в данной области.

Сущность и принцип функционирования искусственных нейронных сетей и метода генетических алгоритмов кратко изложены в главе 6. В настоящем разделе на примере конкретных электромеханических систем поясняются детали методик их синтеза с регуляторами, а также приводятся результаты моделирования синтезированных систем. Анализируется влияние вида активационных функций, число нейронов в открытом слое, структуры НС на динамические показатели регулирования.

7.5.1. Синтез с нейронной сетью типа «персептрон»

Методику синтеза проиллюстрируем, выбрав в качестве объекта управления одномассовую ЭМС с отрицательным вязким трением.

Структурная схема исследуемой электромеханической системы представлена в безразмерных обобщенных параметрах (рис. 7.5), где:

$m = T_m / T_\vartheta$ – отношение механической постоянной времени ЭМС к электромагнитной;

$b = \beta_c / \beta$ – отношение жесткости механической характеристики нагрузки к модулю жесткости механической характеристики рассматриваемой системы;

$\omega^* = \omega / \omega_0$ – относительная скорость;

$M^* = M / (\beta \cdot \omega_0)$ – относительный момент;

$p_* = \frac{d}{dt^*} = p_1 T_\vartheta$ – относительный оператор дифференцирования,

а $t^* = t / T_\vartheta$ – относительное время.

Параметры системы ($m = 0,2$, $b = -0,3$) выбраны относящимися к области колебательных динамических режимов К2 (рис. 3.5, б).

Как было показано в разд. 3.2, при таких значениях параметров, в разомкнутой одномассовой ЭМС с ОВТ, возникают расходящиеся динамические процессы, что подтверждается компьютерным моделированием (рис. 7.6).

Для управления данной системой применен нейроконтроллер, представляющий собой искусственную нейронную сеть с обратной связью по одной координате – скорости электродвигателя. Выбор числа входов от обратных связей, равного 2-м, осуществляем, исходя из необходимости для корректировки динамических свойств ЭМС иметь информацию не только о значении скорости ω , но и о скорости ее изменения.

Эти входы (рис. 7.5) представляют собой дискретные значения скорости ω , задержанные, соответственно, на один и два такта. С физической точки зрения первый вход представляет собой сигнал о скорости последнего дискретного текущего измерения, который, будучи сопоставлен с задержанным на один такт 2-м сигналом, дает информацию о динамике изменения выходной координаты. Элементы задержки на структурной схеме рис. 7.5 отображены знаком Δ .

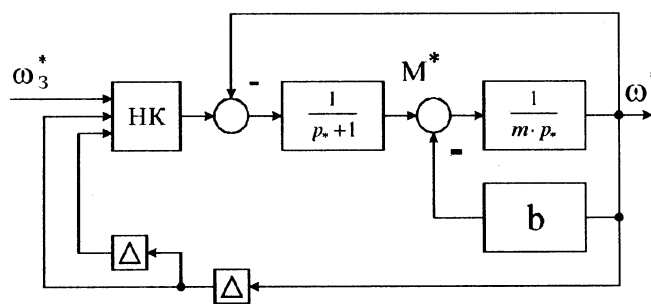


Рисунок 7.5 – Структурная схема

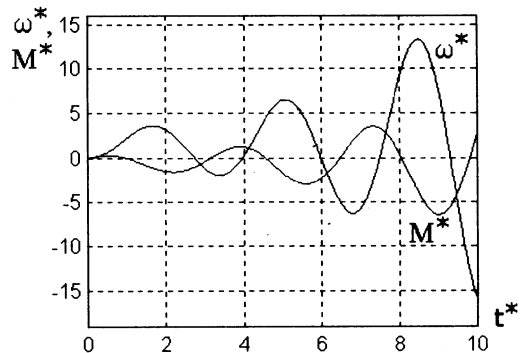


Рисунок 7.6 – Переходные процессы одномассовой разомкнутой ЭМС с ОБТ при $m = 0,2$, $b = 0,3$.

Нейроконтроллер НК реализует нейронную сеть типа прямонаправленного персептрона, пример которого ранее был изображен на рис. 6.28.

Выбор структуры персептрона осуществляем из следующих соображений.

Входной слой, как видно из схемы, должен состоять из 3х нейронов (2 входа от ОС и 1 – сигнал задания).

Выходной слой содержит один нейрон, обеспечивающий сигнал управления на вход полупроводникового преобразователя электропривода. Выбор числа средних слоев следует начинать с наименьшего, т. е. одного, чтобы не усложнять сеть и не загружать нейроконтроллер дополнительными вычислениями.

С целью исследования влияния числа нейронов в скрытом слое, выберем его, для начала, равным 10.

Таким образом, выбранная искусственная нейронная сеть представляет собой многослойный персептрон структуры 3-10-1.

Вектор выходных сигналов нейронов скрытого слоя в соответствии с выражением (6.11) равен

$$a_1 = f_1(net - \varphi_1), \quad (7.49)$$

где $net = WU$,

W – матрица весовых коэффициентов α_{j1} от входов к нейронам скрытого слоя (НСС);

U – вектор входных сигналов, представляющий собой совокупность сигнала задания, текущего и предшествующего дискретных значений скорости;

φ_1 – вектор сдвигов нейронов скрытого слоя;

f_1 – отображает функциональное преобразование активационной функцией сигнала на входе нейронов скрытого слоя.

На выходном нейроне предусмотрим преобразование поступивших со скрытого слоя сигналов активационной функцией f_2 и наличие сдвига – φ_a . Тогда выходной сигнал нейроконтроллера равен

$$a = f_2 \left(\sum_{j=1}^{10} a_{1j} \beta_j - \varphi_a \right), \quad (7.50)$$

где a_{1j} – выходной сигнал j -го нейрона скрытого слоя;

β_j – весовые коэффициенты $\beta_1, \beta_2 \dots \beta_{10}$ от нейронов скрытого слоя к выходному.

Следующий этап синтеза нейронной сети – нахождение таких значений весовых коэффициентов α_{j1} , β_j и коэффициентов сдвига φ_j , которые бы обеспечили при работе ЭМС заданные показатели регулирования в соответствии с выбранным критерием.

Хромосома выбранной нейронной сети включает в себя 51 величину (30 значений весовых коэффициентов α_{ji}) в передаче сигналов от 3-х входов к 10-ти нейронам скрытого слоя, 10 коэффициентов β_j – от нейронов скрытого слоя к выходному нейрону, 10 сдвигов φ_j на нейроны скрытого слоя и 1 сдвиг на выходном нейроне – φ_a).

Число ячеек нейроконтроллера НК на один параметр хромосомы выбираем, исходя из требуемой точности расчета: для точности 0,01 – 7 ячеек, 0,001 – 10 ячеек. Увеличение числа ячеек приводит к возрастанию времени расчета и с этой точки зрения можно ограничиться первым вариантом.

При выборе метода поиска требуемых параметров нейронной сети имеет смысл отдать предпочтение методу *генетических алгоритмов*, т. к. применение метода *обратного распределения ошибки* при оптимизации в 51-мерном пространстве может приводить к частому «зависанию» расчета на локальных экстремумах, при которых сочетания параметров нейронной сети не обеспечивают требуемых показателей регулирования. Это будет требовать ввода нового набора хромосом и повторения процедуры нахождения нового экстремума, при котором также можно попасть на «неудовлетворительный» локальный экстремум.

При выборе критерия оптимизации основными являются требования технологического процесса. Критериями могут быть [6, 15, 35, 61]: быстродействие, заданное временем первого согласования, либо временем достижения 1-го максимума, либо временем переходного процесса $t_{пп}$, в течение которого амплитуда затухающего колебания снизится до заданного значения; перерегулирование, оцениваемое по максимальному отклонению координаты во время динамического процесса от установившегося значения.

Интегральным, часто используемым, критерием является минимум среднеквадратичной ошибки

$$F = \int_0^{t_{пп}} (x(t) - x_{уст})^2 dt. \quad (7.51)$$

Опыт синтеза нейроконтроллеров, проводившегося на кафедре АЭМС ХПИ по программе, разработанной К.В.Махотило, показал эффективность использования минимизируемого критерия

$$F = \frac{1}{N \cdot t_{пп}^*} \cdot \sum_{j=1}^N \int_0^{t_{пп}} \left(e_j + \frac{k}{|e_j + \varepsilon|} \cdot \frac{de_j}{dt^*} \right) dt^*, \quad (7.52)$$

$$e_j = \left((\omega_3^*)_j - \omega^* \right)^2 \cdot (t^*)^2,$$

где N – число тестовых сигналов для каждого из сочетаний параметров НС (в каждой из хромосом);

$t_{\text{пп}}^*$ – относительное время переходного процесса;

e – оценка ошибки по выходной координате электромеханической системы (скорость электродвигателя);

k – масштабный коэффициент, лежащий в пределах $10 \div 1000$;

ε – малая постоянная, принятая 0,01.

В вышеуказанном критерии выражение для e , оценивающее ошибку по выходной координате, усиливает влияние колебаний с течением времени, способствуя при минимизации значения F снижению колебательности. Введение 2-го слагаемого в подынтегральное выражение (7.52) отображает важность быстроты уменьшения во времени оценки ошибки e , а масштабный коэффициент k – степень этой важности.

Для реализации процесса компьютерной минимизации критерия F необходимо выбрать следующие характеризующие генетический алгоритм величины, понятия которых даны в разд. 6.4:

- математическое ожидание кроссовера (принимается равным 1);
- дисперсия кроссовера – 1;
- вероятность мутации каждого гена – 0,002;
- вероятность проведения транслокаций – 0,01;
- вероятность инверсии – 0,01;
- коэффициент давления отбора – 10 %. Это означает, что при каждом цикле замены «родителей» «потомками» 10 % хромосом, обеспечивающих худшие показатели критерия F , будут исключаться из дальнейшего процесса оптимизации. Так, при принятом исходном числе хромосом особей (популяции) – 10, сравнение критериев F и исключение худших производится по получении каждого нового «потомка».

В качестве *активационной функции* выбираем *транссигмоидальную*, которая позволяет получать на выходе каждого нейрона как положительные, так отрицательные значения, и в то же время обеспечивает возможность получения нелинейной зависимости выходного сигнала нейрона от входных.

Алгоритм поиска требуемых значений параметров нейронной сети таков:

1. Генератором случайных чисел (ГСЧ) поочередно задаются нормированные (в пределах $[-1; +1]$) значения 30-ти весовых коэффициентов

α_{ij} , составляющих матрицу W_1 , последовательно заполняя в двоичном коде выделенные под каждый из них ячейки, затем – 10-ти коэффициентов β_j , далее 10-ти сдвигов нейронов скрытого слоя – ϕ_j и, наконец, сдвиг выходного нейрона ϕ_i . Полученному сочетанию параметров (хромосоме) присваивается №1. Далее процесс повторяется, пока не будут сформированы все 10 хромосом с номерами от 1-го до 10-го.

2. На вход системы поочередно подаются тестовые сигналы $[-1, -0,5, 0, 0,5, 1]$ и для каждого из них рассчитывается переходный процесс и вычисляется значение критерия оптимизации F .

3. Генератором случайных чисел от 1 до 10 «выбираются» номера 1-ой пары «скрещиваемых» хромосом-родителей (например, 7 и 3).

4. ГСЧ задает стохастическое значение номера параметра (например, 27), по которому методом кроссовера (см. разд. 6.4) произойдет «скрещивание» 7-й и 3-й хромосомы. В новой хромосоме «потомка» 27 параметров НС будут такими, как у хромосомы № 7, а остальные 24 – как у хромосомы № 3. Как и в природе, скрещивание стохастически происходит с мутацией, транслокациями и инверсией в соответствии с ранее определенной вероятностью.

5. Аналогично п.2 рассчитывается переходной процесс для систем, в которых НС имеет параметры «потомков», полученных в п.4 и для них также вычисляются значения критерия оптимизации.

6. Производится сопоставление критериев «потомков» с критериями остальных «особей популяции» и две худшие исключаются из процесса дальнейшего «скрещивания».

7. Далее процесс оптимизации повторяется до тех пор, пока какой-то из потомков обеспечит заданный показатель выбранного критерия. Параметры данного потомка и закладываются в НК.

Повышение быстродействия персональных компьютеров позволило существенно сократить время оптимизации параметров НС методом генетических алгоритмов. Так, если в 1995 г. синтез НС для одномассовой ЭМС с ОБТ на РС3 продолжался 30 часов, то современные даже для более сложных ЭМС справляются с этой задачей в пределах 1-2 часов.

Для представленной на рис. 7.5 электромеханической системы И.В. Обручем было проведено исследование влияния параметров нейронной сети, синтезированной методом генетических алгоритмов, на динамические показатели ЭМС с ОБТ. На рис. 7.7 представлены активаци-

онные функции, а на рис. 7.8 – временные диаграммы переходных процессов при подаче на вход нейроконтроллера ступенчатого воздействия $\omega_3^* = 1$. Буквенное обозначение каждой из переменных диаграмм рис. 7.8 соответствует использованию при моделировании активационной функции с той же буквой (т. е. временные диаграммы рис. 7.8, *а* получены при использовании в синтезированной НС активационной функции рис. 7.8, *а* и т. д.)

Проведенные исследования показали, прежде всего, что при заданной структуре нейронной сети в виде персептрона NN 3-10-1, синтезированной методом генетических алгоритмов, при любом виде ее активационной функции нейроконтроллер устраняет расходящийся процесс исходно неустойчивой ЭМС с ОВТ. Наиболее эффективны знакопеременные активационные функции нейронов скрытого слоя (рис. 7.7, *в, д, ж*). Наименьшая статическая ошибка наблюдалась при применении транс-сигмоидальной активационной функции (рис. 7.6, *ж*). При применении знакоположительных функций (рис. 7.6, *з, е, з*) наблюдалось значительная статическая ошибка, особенно при отрицательных тестовых сигналах. Пороговые активационные функции (рис. 7.6, *а, б*) даже при расширении поискового пространства не обеспечивали удовлетворительного переходного процесса.

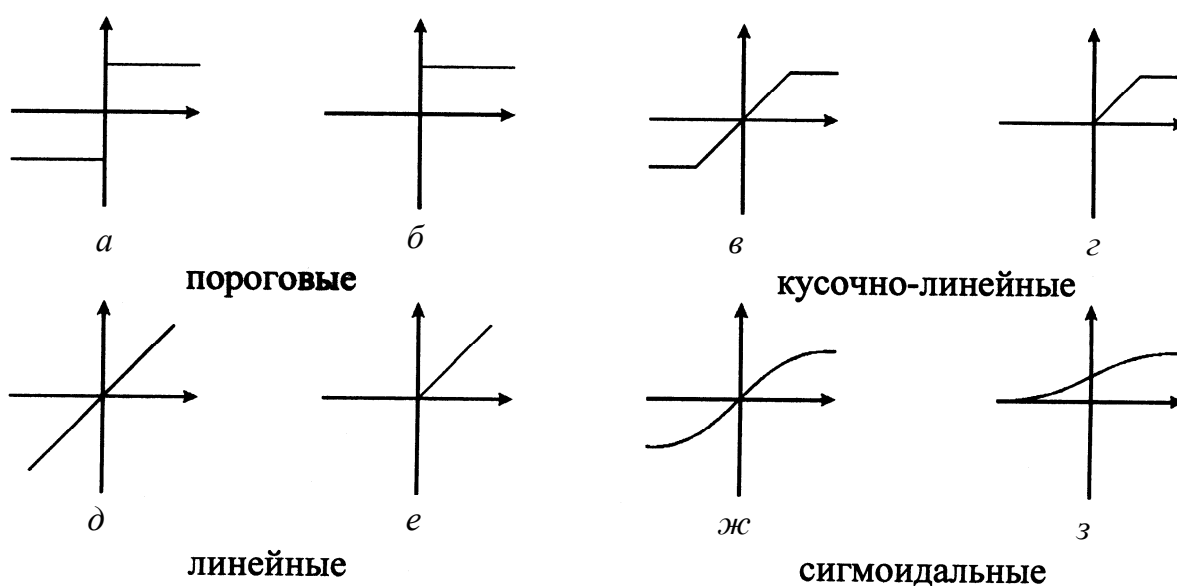


Рисунок 7.7 – Виды активационных функций нейронов скрытого слоя

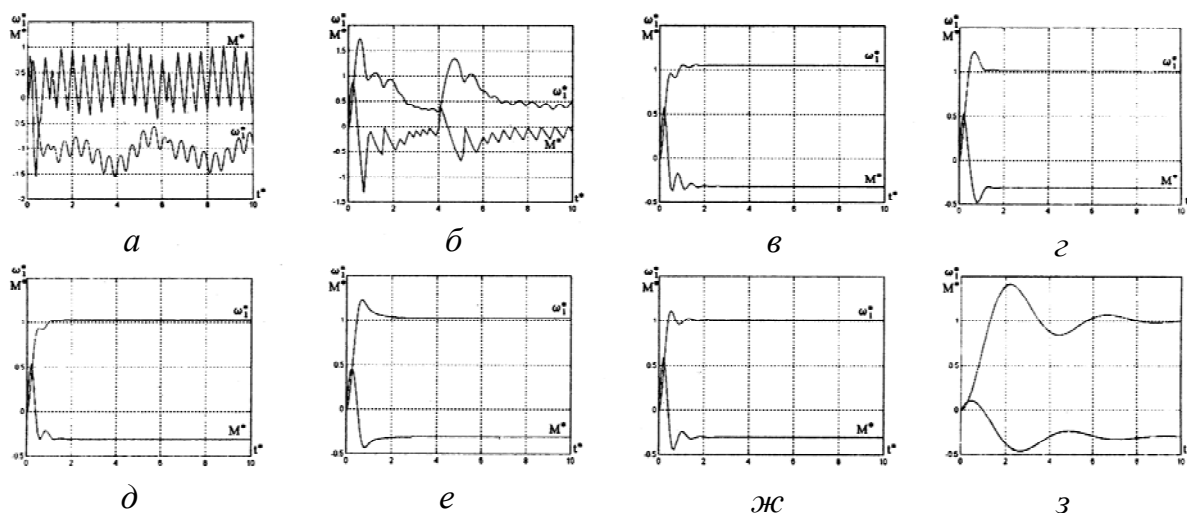


Рисунок 7.8 – Переходные процессы в электромеханической системе с отрицательным вязким трением с нейроконтроллером при $\omega_3^* = 1$.

7.5.2. Синтез систем с гибридными нейронными сетями

Как отмечалось в разделе 6.5, одним из достоинств гибридной нейронной сети, реализующей принципы преобразования сигнала в фаззи-системах, является возможность полной автоматизации процесса ее синтеза. Указывалось, что с помощью ГНС можно создать прямую модель, имеющую свойства наблюдателя объекта регулирования, и обратную (инверсную), восстанавливающую сигнал управления по информации об изменении выходной координаты. Использование этих моделей при построении регулятора позволяет улучшать управление нелинейными объектами регулирования.

Ниже рассмотрены варианты синтезированных с применением прямой и обратной моделей регуляторов нелинейного объекта регулирования.

Объектом регулирования является двухмассовая электромеханическая система с зазором, структурная схема которой представлена на рис. 7.9.

Нелинейностью является характеристика зазора, в которой угол закрутки φ' упругой связи с жесткостью C_{12} связан с углом взаимоповорота масс J_1 и J_2 зависимостью

$$\varphi' = 0 \text{ при } -\frac{\delta_3}{2} \leq \varphi \leq \frac{\delta_3}{2}$$

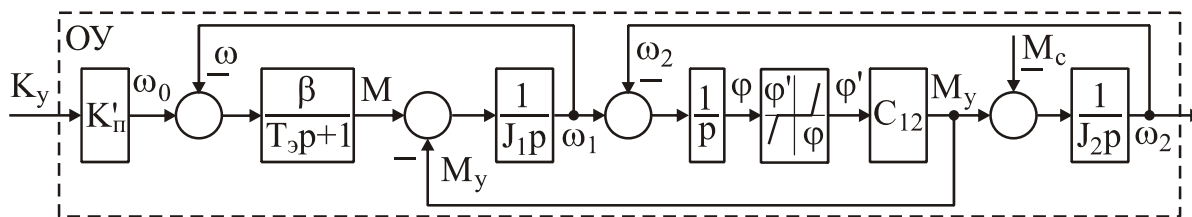
и

(7.53)

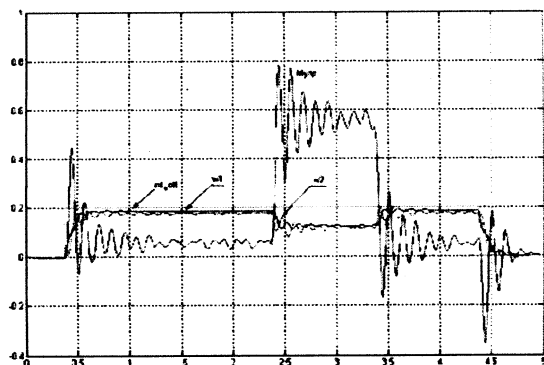
$$\varphi' = \varphi \pm \frac{\delta_3}{2} \text{ при } -\frac{\delta_3}{2} > \varphi > \frac{\delta_3}{2},$$

а упругий момент равен

$$M_y = C_{12}\varphi' \quad (7.54)$$



а



б

Рисунок 7.9

а – Структурная схема двухмассовой ЭМС с зазором как нелинейного объекта управления (ОУ);

б – Переходные процессы двухмассовой электромеханической системы с зазором без нейрорегулятора

Временные диаграммы переходного процесса в данной системе без нейрорегулятора при последовательно моделируемых: пуске, набросе, сбросе нагрузки и остановки приведены на рис. 7.9, б. Параметры объекта управления определялись данными лабораторной установки Магдебургского университета Отто фон Герике (см. разд. 8.2).

Как видно из временных диаграмм (рис. 7.9, б), при отсутствии нейрорегулятора характер переходных процессов неудовлетворительный, в динамических режимах имеют место броски упругого момента, при пуске почти в 5 раз превышающие его установившееся значение, а колебательный характер переходного процесса сохраняется на протяжении восьми и более периодов.

Рассматривались несколько вариантов устранения недостатков динамических процессов с помощью ГНС.

В двух вариантах последовательно с объектом управления ОУ включались ГНС, синтезированные в виде обратных моделей (рис. 7.10, а).

Корректирующее действие обратной модели ГНС заключается в следующем. Если передаточная функция нелинейного объекта управления равна

$$W_{\text{oy}} = \frac{\omega_2(p)}{U_y(p)} = W_1,$$

то передаточная функция обратной модели

$$W_{\text{ГНС}} = \frac{U_y(p)}{\omega_a(p)} \approx \frac{1}{W_1},$$

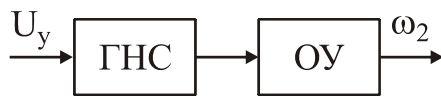
а передаточная функция канала ГНС-ОУ

$$W = W_{\text{ГНС}} W_{\text{oy}} \approx 1.$$

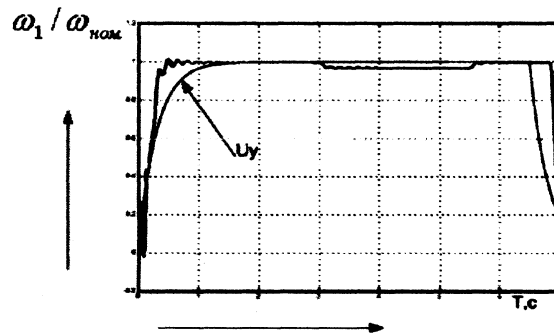
Таким образом, введение обратной модели гибридной нейронной сети как бы линеаризует прямой канал системы.

В первом варианте обратная модель, синтезированная по методике обучения ГНС, изложенной в разд. 6.5, с использованием задержек в канале обратной связи (рис. 6.33, *а*), была введена в прямой канал регулирования. Линии задержки необходимы, чтобы безынерционная по своей природе ГНС получила способность к аппроксимации динамических свойств объекта управления. Причем, для адекватной работы нейронной сети количество линий задержки должно соответствовать порядку характеристического полинома разомкнутой ЭМС.

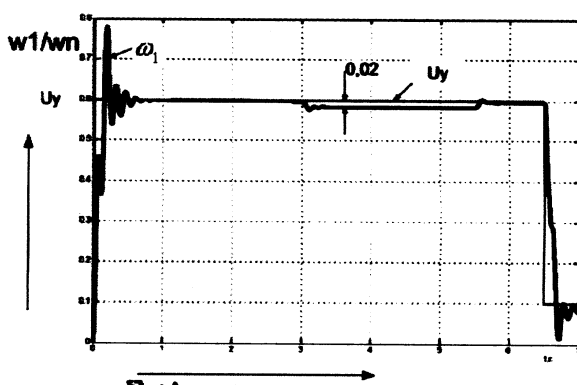
Гибридная нейронная сеть имела следующие параметры: количество входов равно трем, причем сигналы на второй и третий вход задержаны на Z^{-1} , Z^{-2} соответственно; измеряемая величина – скорость двигателя; количество термов принято равным 3-м на каждый вход; дефаззификация производилась по принципу Сугено нулевого порядка. Из временной диаграммы, приведенной на рис. 7.10, *б*, видно, что произведенный на третьей секунде наброс нагрузки вызвал просадку скорости, сохранявшуюся до его устранения. ГНС обеспечила затухание колебательного процесса, однако остаются существенными перерегулирование и статизм по управляющему и возмущающему воздействию.



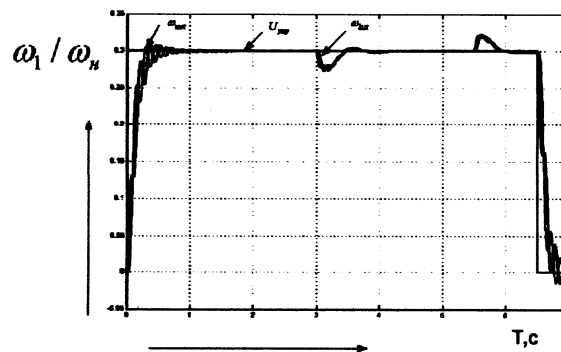
а – Схема включения обратной модели гибридной нейронной сети



б – Переходной процесс скорости двигателя при плавном сигнале задания



в – Переходной процесс изменения скорости первой массы при ступенчатом задающем сигнале



г – Переходной процесс в системе с интегратором и ГНС. $T_{\text{и}} = 0,4$ с.

Рисунок 7.10

Компьютерное моделирование показало, что эффективное подавление колебаний достигается усилением выходного сигнала ГНС с ограничением уровня управляющего сигнала. Синтез ГНС осуществлялся в пакете Matlab 6.1 R12 с помощью редактора anfisedit.

Во втором варианте инверсная модель синтезировалась с использованием ошибки на входе ГНС по схеме обучения (рис. 7.11, б).

В данной ГНС в качестве функций принадлежности были выбраны функции Гаусса, по 5 функций на каждый вход. В качестве входных сигналов инверсной модели используется прямой сигнал скорости и разность скорости и задающего значения. Системы с применением ошибки управления позволяют в несколько раз уменьшить или даже практически свести статическую ошибку по управлению к уровню ошибки обучения.

К тому же такая структура регулятора создает условия для построения схем на основе коррекции управляющего сигнала по отклонению скорости от заданного значения, для применения схем с интегратором и построения комбинированных систем регулирования. Системы, работающие с использованием разностного сигнала, проявляют лучшие качества по сравнению с системами на основе задержек. Данный способ снижает перерегулирование, ускоряет процесс затухания колебаний, но статизм системы сохраняется.

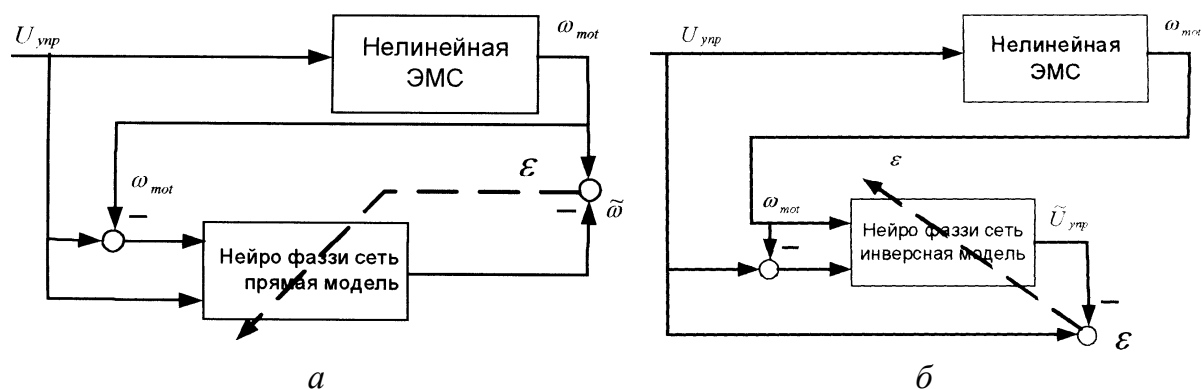


Рисунок 7.11 – Схемы обучения ГНС:

а – для прямой; *б* – обратной моделей

Так, перерегулирование составляет 22 %, статическая ошибка управления – $0,00005 \omega_{дв} / \omega_{ном}$, статическая ошибка по возмущению составляет 3 % от заданного значения скорости (0,6 от номинальной скорости) или $0,6 \cdot 0,01 \cdot 3 = 0,018 \omega_{дв} / \omega_{ном}$.

Применение разностного сигнала на входе ГНС делает ненужным использование линий запаздывания, что значительно упрощает конечную программу реализации нейро-фаззи-регулятора. В целом применение более чем двух входов для данной задачи не оправдано, так как не приводит к улучшению качества переходных процессов. Вариация коэффициентов на входе и выходе сети не требуется, так как и без этого сеть справляется с задачей демпфирования колебаний и снижением статических ошибок по управлению и возмущению.

Применение регулятора с использованием интегратора на входе ГНС для интегрирования сигнала рассогласования скоростей, позволяет сделать систему астатической по управлению и по возмущению. Но пара-

метры самого интегратора нельзя сразу подобрать оптимальными. Перерегулирование связано с постоянной времени интегратора (рис. 7.10, *з*). Уменьшение этой постоянной ускоряет переходный процесс, но в то же время уменьшает устойчивость системы. К недостаткам такой системы относятся значительные динамические броски скорости при ступенчатом набросе и снятии нагрузки, а также необходимость применения специальных средств для подавления перерегулирования.

Лучшие показатели обеспечил вариант построения системы регулирования с использованием как прямой (рис. 7.11, *а*), так и обратной (рис. 7.11, *б*) моделей ГНС одновременно. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 7.12, *а*.

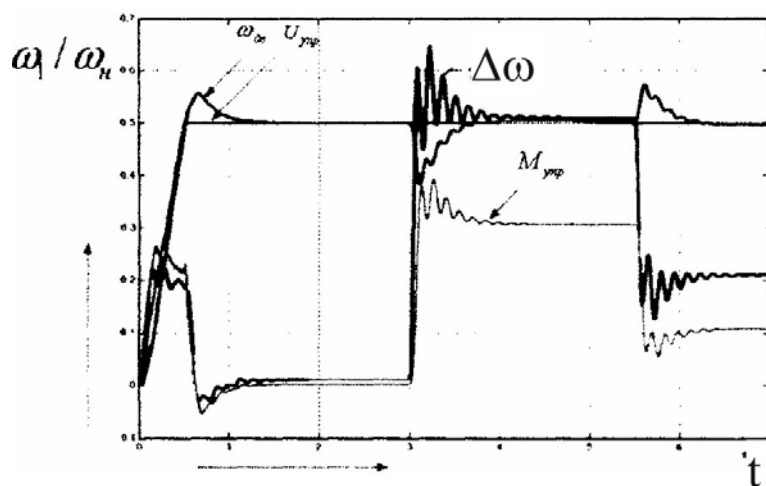
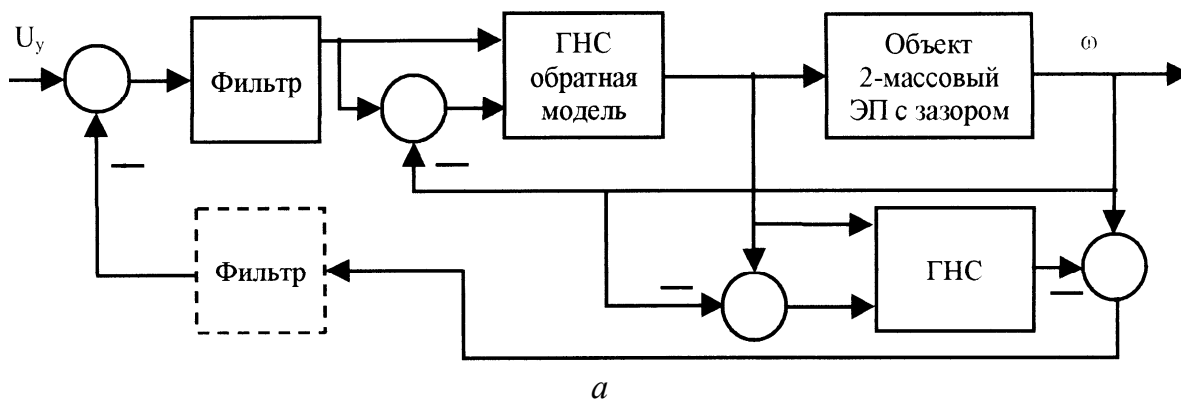


Рисунок 7.12 – Применение прямой и обратной моделей для управления нелинейной ЭМС

а – функциональная схема; *б* – временные диаграммы

В данной схеме обратная модель системы по принципу прямого инверсного управления ставится в прямой канал регулирования. В процессе работы на реальную систему действуют момент сопротивления, и при сравнении сигналов прямой модели и реального значения скорости, мы получим сигнал рассогласования, пропорциональный ошибке регулирования. Именно этот сигнал является корректирующим для системы, и путем увеличения задающего сигнала на пропорциональную величину позволяет избавиться от статической ошибки по управлению и возмущению. Цифровой фильтр применяется в схеме для подавления колебаний, возникающих при сравнении реального значения скорости и восстановленного прямой моделью, которая играет роль наблюдателя состояния, однако не является им, в полном понимании, поскольку является всего лишь приближением к нему, и работает в ограниченном диапазоне значений входных координат.

Моделирование системы с прямой и инверсной моделью объекта показало, что такая система позволяет обойтись без интегратора и без задержек. Эта система позволяет достичь астатизма по управлению и по возмущению с допустимым перерегулированием. На рис. 7.12, б представлены переходные процессы в данной системе, где $\omega_{\text{дв}}$ – скорости двигателя, $U_{\text{упр.}}$ – управляющий сигнал, $\Delta\omega$ – сигнал рассогласования между реальной скоростью двигателя и восстановленной с помощью прямой модели. Применение гибридных нейронных сетей было также осуществимо для двухмассовой ЭМС со специфической нелинейной характеристикой трения, имеющей место при срывных фрикционных автоколебаниях и показало эффективность для подавления незатухающих колебаний скорости второй массы [51].

В целом можно сделать вывод, что применение гибридных нейронных сетей позволяет добиться уменьшения значений пиковых моментов, увеличить быстродействие привода, и повысить точность управления, что в сочетании с известными преимуществами микропроцессорных средств управления, таких как малые габариты, низкая стоимость, способность к выполнению логических операций, возможность сочетания с высшими иерархическими уровнями системы управления, простота программируемой перенастройки и др., позволяет рассматривать гибридные нейронные сети как перспективное средство управления сложными электромеханическими системами.

7.6. Квазинейрорегулирование. Синтез электромеханических систем с квазинейрорегулятором

Термин «квазинейрорегулирование» был предложен автором в связи с разработкой и патентованием регулятора для ЭМС с ОБТ, выполненного по структуре компьютерного нейрона с пороговой кусочно-линейной активационной функцией и весовыми коэффициентами, определяемыми в отличие от классических нейронных сетей, не посредством многократных итерационных расчетов, а по выведенным аналитическим соотношениям [53, 106].

Как особое достоинство квазинейрорегулятора следует отметить его повышенную помехоустойчивость по сравнению с регуляторами, использующими цифроаналоговые преобразователи с фиксацией значения координаты на интервале дискретизации.

Выбор скорости в качестве координаты для обратной связи и энкодера с достаточно большим числом делений на диске для ее измерения позволяет при квазинейрорегулировании, используя заносимые в память микропроцессора несколько предшествующих значений на заданном интервале времени Δt , вычислять значение сигнала управления, обеспечивающего заданные динамические показатели регулирования.

На рис. 7.15 в качестве примера приведена структура системы квазинейрорегулирования, в которой осуществляется ОС по выходной координате и ее производным, вычисляемым по методу обратных конечных разностей.

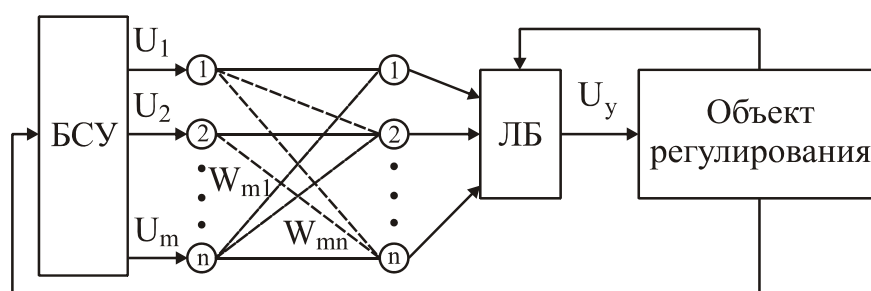


Рисунок 7.15 – Функциональная схема квазинейрорегулятора

Структура такого регулятора похожа на структуру простой искусственной нейронной сети, благодаря чему он был назван квазинейрорегулятором (КНР). Весовые коэффициенты КНР W_{11} , W_{21} , W_{mn} рассчитываются аналитически и определяются структурой и параметрами объекта

регулирования и коэффициентами полинома с желаемым распределением корней.

Принцип действия квазинейрорегулятора заключается в следующем (рис. 7.15). Сигнал о значении выходной координаты объекта регулирования (например, скорости вращения рабочего органа) снимается с цифрового оптического датчика скорости и подается на блок сигналов управления (БСУ), который содержит несколько блоков задержки (БЗ), количество которых на единицу меньше порядка характеристического полинома ЭМС. БСУ осуществляет распределение текущего и предыдущих (задержанных) значений координат объекта регулирования и подает их, а также сигнал задания U_1 на соответствующие входные нейроны ($1 \dots m$). Сигналы входных нейронов умножаются на соответствующие значения весовых коэффициентов. В отличие от традиционных нейронных сетей, коэффициенты веса определяются при помощи выведенных аналитических соотношений. Полученные после перемножения значения сигналов передаются непосредственно на выходные нейроны ($1 \dots n$), а не на нейроны скрытого слоя, как в традиционных нейронных сетях. Сигналы выходных нейронов преобразуются активационной функцией, реализованной блоком функционального преобразования, формируя таким образом сигнал управления U_y .

Для линейной системы достаточно одного входного нейрона, но в случае нелинейной системы ее нелинейность линеаризуется, причем число линейных участков выбирается из условия необходимой точности аппроксимации, а количество нейронов в выходном слое квазинейрорегулятора устанавливается равным числу линейных участков. Каждый из выходных нейронов соединен с логическим блоком (ЛБ), который оценивает расположение рабочей точки на том или ином участке линеаризованной характеристики (например, на основании данных, полученных с помощью компьютерной диагностики), и подключает вход преобразователя к тому из выходных нейронов, который соответствует аналитически рассчитанным для данного линейного участка значениям весовых коэффициентов.

Квазинейрорегулятор по сравнению с нейронными сетями типа «персептрон» имеет ряд существенных преимуществ:

1. Он имеет более простую структуру, т. к. не содержит скрытых слоев, а следовательно исключается вычисление на нейронах этого слоя.

2. Упрощается определение весовых коэффициентов. Вместо многократно повторяемых расчетов в процессе процедуры обучения персептрона, требующих значительных затрат компьютерного времени, данные коэффициенты вычисляются по аналитическим соотношениям.

3. Обеспечиваемые регулятором динамические показатели системы являются не приближением к заданному критерию, а требуемыми расчетными показателями.

4. Обеспечивается повышение помехоустойчивости благодаря исключению аналого-цифрового преобразования при выработке сигнала управления.

5. По сравнению с классическим модальным управлением с безынерционными ОС, для которых необходима информация о коэффициентах системы по полному вектору состояния (в том числе и трудно измеряемым координатам), квазинейрорегулятор может обойтись информацией лишь о некоторых из координат и даже об одной выходной координате. При этом нет необходимости вводить в систему наблюдатели состояния, усложняющие синтез из-за повышения порядка характеристического полинома. По сравнению с системой подчиненного регулирования, рассчитанной для одномассовой линейной системы, квазинейрорегулятор может обеспечить регулирование нелинейной ЭМС, в том числе с упругими кинематическими связями при исполнении его по структуре, представленной на рис. 7.15.

Предлагаемое техническое решение обеспечивает также все достоинства, присущие микропроцессорным системам управления.

Ниже излагается теоретическое обоснование и методика определения аналитических выражений для расчета весовых коэффициентов квазинейрорегулятора (КНР) на примере объекта регулирования (ОР) двухмассовой ЭМС с ОВТ по информации лишь об одной (выходной) координате – скорости рабочего органа – ω_2 (рис. 7.16).

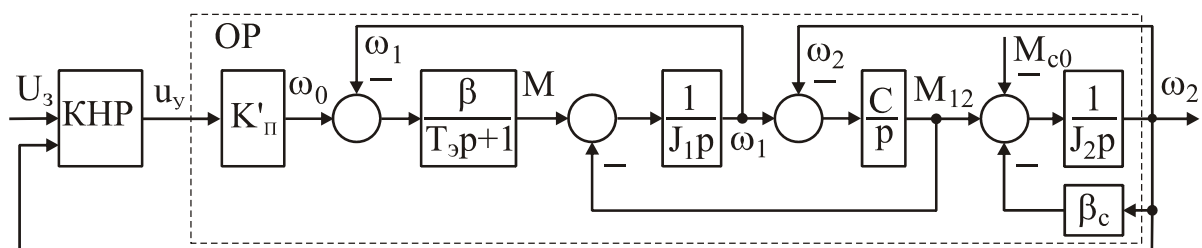


Рисунок 7.16 – К синтезу квазинейрорегулятора

Механическую характеристику фрикционной нагрузки аппроксимируем прямыми линиями (рис. 2.2). При этом, сохранив нелинейность «в большом», обеспечиваем справедливость представленной математической модели исследуемой системы для всех участков изменением лишь значений β_c и M_{c0} , т. е. полагаем, что на каждом из участков $M_c = M_{c0} + \beta_c \cdot \omega_{ск}$. Примем также скорость скольжения $\omega_{ск} = \omega_2$, т. к. это не повлияет на динамические свойства ЭМС и в случае наличия линейной составляющей $\omega_{л}$ угловой скорости, если $\omega_{л} \approx \text{const}$. Данное допущение для многих практических систем является достаточно корректным, поскольку за время развития АКФ из-за механической инерционности электропривода скорость $\omega_{л}$ существенно не меняется.

Как ранее было показано, характеристический полином рассматриваемой системы без обратной связи имеет 4-й порядок и в нормированной форме может быть представлен в виде

$$D_{\text{раз}}(p_*) = p_*^4 + A_3 p_*^3 + A_2 p_*^2 + A_1 p_* + A_0, \quad (7.55)$$

где коэффициенты A_3 - A_0 являются функцией безразмерных параметров

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_3}, \quad T_{\text{м1}}^* = T_{\text{м1}} \cdot \Omega_{12}, \quad v = \frac{\Omega_{12}^*}{\Omega_{\text{эм}}^2}, \quad b = \frac{\beta_c}{\beta},$$

описанных в разд. 4.1.

Допустим, что при нахождении рабочей точки на падающем участке характеристики трения разомкнутая система динамически неустойчива, что приводит к фрикционным автоколебаниям. Цель обратной связи – обеспечить устойчивость и требуемые динамические показатели, полагая, что режим работы на данном участке является нормальным с точки зрения технологического процесса.

Пусть требуемые динамические показатели обеспечиваются выбранным распределением корней, и желаемый полином определен по методике, изложенной в разд. 7.2, или выбран из числа стандартных полиномов и имеет вид

$$D_{\text{ж}}(p_*) = p_*^4 + a'_3 p_*^3 + a'_2 p_*^2 + a'_1 p_* + a'_0. \quad (7.56)$$

В разделе 5.2 показано, что каждая из введенных ОС добавляет к ХП разомкнутой системы дополнение вида

$$D_{oci} = K_{\Pi} W_{oci} F_i(\gamma_1 v, T_{m1}^* b), \quad (7.57)$$

в результате чего характеристический полином замкнутой системы приобретает вид

$$D_3(p_*) = p_*^4 + a_3 p_*^3 + a_2 p_*^2 + a_1 p_* + a_0, \quad (7.58)$$

в котором каждый коэффициент a_i для $i = 0, 1, 2, 3$ равен

$$a_i = A_i + \Delta A_i. \quad (7.59)$$

Очевидно, для того, чтобы характеристический полином ХП замкнутой системы стал равен желаемому, необходимо, чтобы выполнялось условие

$$a_i = a'_i. \quad (7.60)$$

В рассматриваемом примере обратная связь одна. Вносимое ею дополнение к характеристическому полиному разомкнутой системы введено в разд. 5.2 и согласно (5.31) равно

$$\Delta D_{oc}(p_*) = K_{\Pi} W_{c2}. \quad (7.61)$$

Таким образом, чтобы обеспечить равенство ХП замкнутой системы и желаемого полинома, необходимо, чтобы ОС по скорости второй массы внесла определяемые ее параметрами требуемые дополнения в четыре коэффициента A_3, A_2, A_1, A_0 .

Это возможно, если передаточная функция обратной связи будет иметь вид

$$W_{c2} = K_4 (T_3^3 p^3 + T_2 p^2 + T_1 p + 1), \quad (7.62)$$

$$W_{c2} = K_3 p_*^3 + K_2 p_*^2 + K_1 p_* + K_0. \quad (7.63)$$

Поскольку для данного вида ОС коэффициенты ХП замкнутой системы равны

$$a_i = A_i + K_{\Pi} \cdot K_i \quad \text{для } i = 0, 1, 2, 3. \quad (7.64)$$

Из их равенства коэффициентам желаемого полинома a'_i находятся значения параметров передаточной функции W_{c2} из выражения

$$K_i = \frac{a'_i - A_i}{K_{\Pi}}, \quad (7.65)$$

где a_i – числовые значения коэффициентов желаемого полинома, а A_i – коэффициенты ХП разомкнутой системы выражения в безразмерных обобщенных параметрах, приведенные в гл. 2.

Применим к операции дифференцирования аппарат обратных конечных разностей (ОКР) [7], поясняемый рис. 7.17.

Изменяемая во времени координата измеряется в дискретные моменты времени с шагом Δt . При малых значениях Δt , очевидно справедливо, что в момент времени t_1

$$\frac{dy}{dt} \approx \frac{\nabla_1}{\Delta t} = \frac{y_1 - y_2}{\Delta t}; \quad (7.66)$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} \approx \frac{\nabla_1^2}{(\Delta t)^2} = \frac{\nabla_1 - \nabla_2}{(\Delta t)^2} = \frac{(y_1 - y_2) - (y_2 - y_3)}{(\Delta t)^2} = \frac{y_1 - 2y_2 + y_3}{(\Delta t)^2}; \quad (7.67)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^3y}{dt^3} \approx \frac{\nabla_1^3}{(\Delta t)^3} &= \frac{\nabla_1^2 - \nabla_2^2}{(\Delta t)^3} = \frac{(y_1 - 2y_2 + y_3) - (y_2 - 2y_3 + y_4)}{(\Delta t)^3} = \\ &= \frac{y_1 - 3y_2 + 3y_3 - y_4}{(\Delta t)^3}, \end{aligned} \quad (7.68)$$

где ∇_1 , ∇_1^2 , ∇_1^3 – соответственно обратные разности 1-го, 2-го и 3-го порядка в момент времени t_1 .

Обратную связь по скорости 2-й массы с передаточной функцией требуемого вида (7.62) можно осуществить, используя метод ОКР, реализуемый по структуре простейшей двухслойной нейронной сети, у которой на нейроны входного слоя поступает сигнал U_2 о значении координаты ω_2 в момент времени t_1 , и сигналы U_3 , U_4 , U_5 , ранее измеренные и зафиксированные в памяти

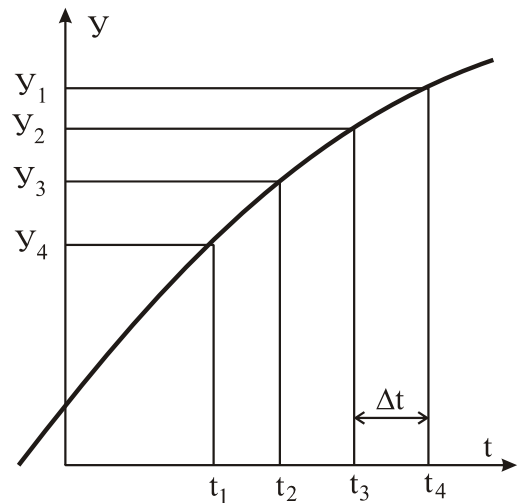


Рисунок 7.17 – Метод обратных конечных разностей

микропроцессора в моменты времени t_2 , t_3 , и t_4 . Каждый из этих сигналов задержан по отношению к предыдущему на время Δt .

Сигнал U_1 является сигналом задания, подаваемым без сдвига ($W_1 = 1$). Активационная функция выходного нейрона, по которой осуществляется функциональное преобразование выходного сигнала, выбирается либо линейной пороговой, либо транссигмоидальной. Такой выбор обеспечивает ограничение сигнала управления, исходя из требований технологического процесса либо ограничений по режимам работы оборудования. При этом использование транссигмоидальной функции исключает скачки производной сигнала управления при выходе на ограничение.

Подаваемый на объект сигнал управления

$$U_{oc}(p) = W_{oc}(p) \cdot W_2(p) = (K_3 p^3 + K_2 p^2 + K_1 p + K_0) \omega_2(p) \quad (7.69)$$

Учитывая, что сигналы U_2 , U_3 , U_4 , U_5 соответствуют значениям y_1 , y_2 , y_3 , y_4 в соотношениях (7.66)–(7.68) следует записать

$$\begin{aligned} U_{oc}(t) &= K_3 \frac{d^3 \omega_2}{dt^3} + K_2 \frac{d^2 \omega_2}{dt^2} + K_1 \frac{d \omega_2}{dt} + K_0 \omega_2 \approx \\ &\approx K_3 \frac{U_2 - 3U_3 + 3U_4 - U_5}{\Delta t^3} + K_2 \frac{U_2 - 2U_3 + U_4}{\Delta t^2} + K_1 \frac{U_2 - U_1}{\Delta t} + K_0 U_2 \end{aligned} \quad (7.70)$$

Сгруппировав в (7.70) слагаемые с одноименными сигналами U_i и учтя отрицательность обратной связи, получаем аналитические соотношения для расчета весовых коэффициентов

$$W_2 = - \left(\frac{K_3}{\Delta t^3} + \frac{K_3}{\Delta t^2} + \frac{K_1}{\Delta t} + K_0 \right) \quad (7.71)$$

$$W_3 = \frac{3K_3}{\Delta t^3} + \frac{2K_2}{\Delta t^2} + \frac{K_1}{\Delta t} \quad (7.72)$$

$$W_4 = - \left(\frac{3K_3}{\Delta t^3} + \frac{K_2}{\Delta t^2} \right) \quad (7.73)$$

$$W_5 = \frac{K_3}{\Delta t^3} \quad (7.74)$$

Следует особо отметить, что данные выражения справедливы для расчета весовых коэффициентов любого нейрона, любого из линеаризо-

ванных участков нелинейной характеристики трения. Изменению подлежит лишь значение параметра $b = \beta_c / \beta$. При постоянстве момента сопротивления нагрузки $M_c = \text{const}$ при расчете коэффициентов в выражениях для A_i следует принять $b = 0$.

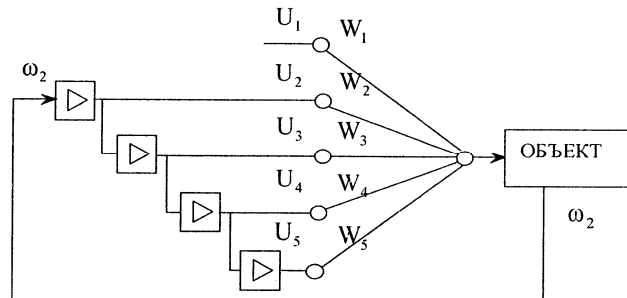


Рисунок 7.18 – Схема квазинейрорегулятора для ОС по ω_2

Работа предлагаемой НС проверена на компьютерной модели двух-массовой ЭМС с ОВТ с параметрами $\gamma = 1,5$; $b = -0,2$; $T_{M1}^* = 0,3647$, которая в разомкнутом состоянии является неустойчивой. В качестве желаемого распределения корней было принято распределение Баттерворта четвертого порядка с величиной среднегеометрического корня $\Omega_0 = 1$. Рассчитанные значения весовых коэффициентов нейрорегулятора: $W_2 = -1,9219 \cdot 10^7$; $W_3 = 5,7488 \cdot 10^7$; $W_4 = -5,7320 \cdot 10^7$; $W_5 = 1,9051 \cdot 10^7$ при шаге дискретизации $\Delta t = 0,01$. Активационная функция – линейная с ограничением $U_{огр} = 1,1$.

Результаты компьютерного моделирования представлены на рис. 7.19. Временные диаграммы отображают процесс установления автоколебательного режима в разомкнутой системе и его устранение подключением (при $t^* = 55$) одной ячейки квазинейрорегулятора, рассчитанной для падающего участка. В случае перемещения рабочей точки на другие участки характеристики трения и необходимости обеспечить требуемые динамические показания на каждом из них необходимо выполнить квазинейрорегулятор по архитектуре нейронной сети (см. рис. 7.15). При этом по приведенным соотношениям следует рассчитать весовые коэффициенты для каждого выходного нейрона. Важное значение для работы квазинейрорегулятора имеет правильный выбор периода квантования. При этом необходимо достичь компромисса между повышением точности и увеличением объема вычислений. Для инженерных расчетов при-

емлемой считается частота амплитудно-импульсного модулятора, приблизительно равная удвоенной круговой частоте среза, что соответствует

$$T_0 \approx \frac{1}{2\omega_c^*} \quad (7.75)$$

и с физической точки зрения означает наличие в течение одного периода 12-ти интервалов дискретности.

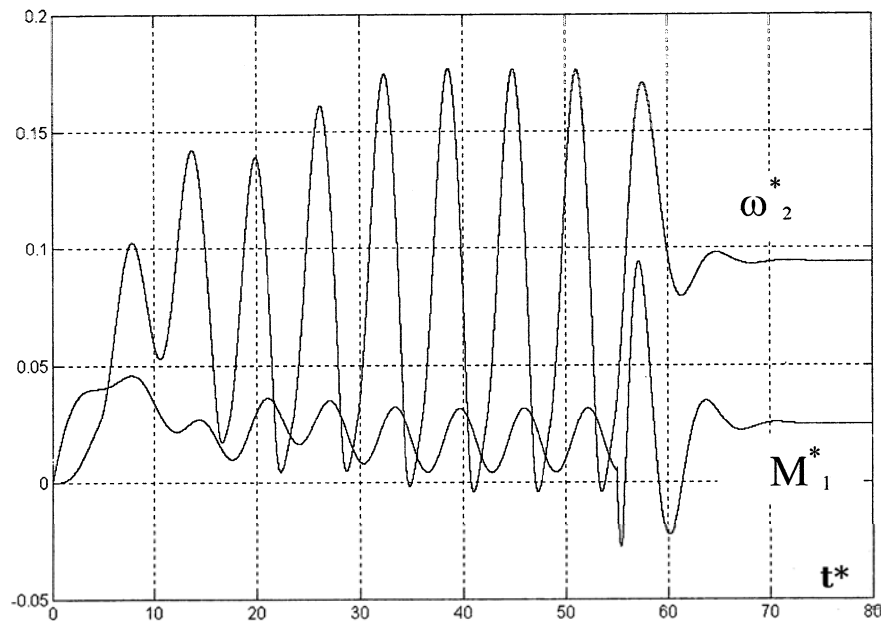


Рисунок 7.19 – Переходной процесс в двухмассовой ЭМС ОВТ с квазинейрорегулятором

Опыт расчетов показал, что приемлемое качество аппроксимации достигается при периоде квантования в 5–10 меньше рассчитанного по формуле (7.75).

В работе [103] изложена методика определения весовых коэффициентов на основе представления математической модели электромеханической системы в канонической форме фазовых перемещений. Расчеты, благодаря представлению модели в матричной форме легко автоматизируются с применением компьютера в любом математическом пакете. Разработанный на внутреннем языке программирования MATLAB текст программы позволяет получить выражение для расчета весовых коэффициентов для квазинейрорегулятора, использующего информацию всего лишь об одной выходной координате электромеханической системы любого порядка.

Поскольку квазинейрорегулятор относится к классу цифровых регуляторов, был проведен сравнительный анализ КНР с цифровыми регуляторами, синтезированными различными методами. Сравнение проводилось на примере одностепенной системы с параметрами $m = 0,5$ и $b = -0,2$, что соответствует области колебательной устойчивости. В качестве желаемого распределения корней выбиралось распределение Баттерворта 2-го порядка со значением среднегеометрического корня $\Omega_0 = 10$.

Сравнение с установленным в прямом канале цифровым регулятором, полученным на основе билинейного преобразования, показывает, что хотя КНР и билинейный регулятор (БР) являются фильтрами 1-го порядка, однако КНР – с конечной импульсной характеристикой, а БР – с бесконечной. Его структура определяется наличием ОС, имеет большее число элементов с большим объемом запоминающего устройства и более сложна. Синтез 2-х цифровых регуляторов в прямом канале и в обратном по методике, основанной на выражении ПФ замкнутой системы, превышает по сложности методику синтеза КНР и БР и приводит к необходимости установки фильтров 2-го порядка. Синтез цифрового регулятора путем построения ЛАЧХ непрерывной части системы и желательного распределения в функции псевдочастоты λ приводит к регулятору 3-го порядка, т. е. наиболее сложному из вышеописанных.

Таким образом, квазинейрорегулятор обладает по сравнению с рассмотренными цифровыми регуляторами определенными преимуществами и заслуживает отдельного внимания.

Структура вышерассмотренного КНР с использованием ОС лишь по одной выходной координате не является единственно возможной. Необходимым условием для построения КНР является только равенство числа входов от обратных связей (с учетом задержек) порядку характеристического полинома. На рис. 7.20 представлена, например, структура КНР с использованием для ОС двух координат двухмассовой ЭМС с ОБТ – скорости второй массы (рабочего органа) и скорости первой (электродвигателя).

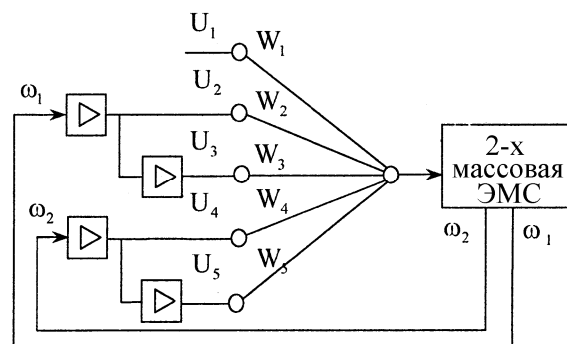


Рисунок 7.20 – Структура квазинейрорегулятора нелинейной двухмассовой ЭМС с обратными связями по двум координатам

Глава 8

ЯВЛЕНИЕ УСИЛЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ ТРЕНИЯ

8.1. История вопроса

Хотя для электроприводов многих машин и механизмов режим проскальзывания является аномальным, в литературе приведено большое число осциллограмм, зафиксировавших автоколебания в данных режимах. Примеры таких осциллограмм приведены в 1.3. Однако при проведении расчетов по некоторым из экспериментов обращало внимание несоответствие экспериментальных данных положениям теории фрикционных автоколебаний.

В 1989 году на испытательном стенде Дружковского машиностроительного завода под руководством автора были проведены экспериментальные исследования режимов буксования рудничного электровоза АРП-14. Колесная пара электровоза обкатывалась по ободу другой колесной пары, подтормаживаемой гидроприводом.

Многократные эксперименты показывали возникновение колебательных режимов в электромеханической системе с началом пробуксовывания и сохранение их до его прекращения. Однако расчеты указывали, что зафиксированные колебания нельзя отнести ни к одному из известных видов фрикционных автоколебаний: упругих, электромеханических либо срывных (stick-slip). Уровень установленной на стенде измерительной аппаратуры позволял предположить возможность влияния на показания имевшихся в цепях измерения индуктивно-емкостных фильтров. Поскольку основная цель испытаний была связана с созданием устройства устранения буксования и юза на основе датчика, фиксирующего при их возникновении факт колебаний в токе электродвигателя, выявление причины расхождений в то время тщательно не производилось.

В связи с катастрофой железнодорожного экспресса в г. Эшеде (Германия) в 1998 году, автор обратился в немецкую службу академических обменов (ДААД) с просьбой поддержать исследования по изучению фрикционных колебаний на экспериментальной установке Магдебург-

ского университета им. Отто фон Герике. Такая возможность была предоставлена. Проведенные в 1999 году исследования показали, что помимо известных форм фрикционных автоколебаний в электромеханических системах с нелинейным трением при проскальзывании может наблюдаться явление усиления упругих механических колебаний, вызванных изменениями силы нормального давления в условиях нелинейной зависимости коэффициента трения ψ от скорости проскальзывания $v_{ск}$ (рис. 8.1).

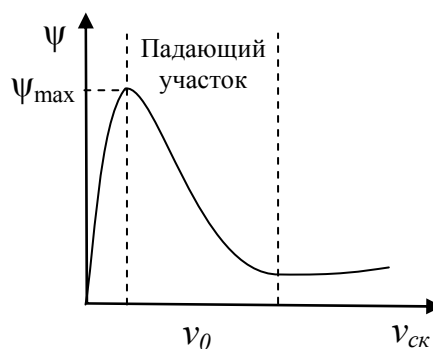


Рисунок 8.1 – Зависимость коэффициента трения от скорости проскальзывания

В настоящей главе приводятся данные экспериментальных лабораторных исследований электромеханической системы с нелинейным трением, и дается объяснение зафиксированному при экспериментах явлению возникновения и усиления колебаний, порождаемых изменением силы нормального давления в паре трения. Вышеуказанные колебания возникают подобно АКФ при проскальзывании, изменяют амплитуду с изменением скорости проскальзывания и поэтому могут быть неверно приняты за фрикционные автоколебания. В то же время данные колебания могут иметь наибольшую амплитуду среди других наблюдаемых форм колебаний и оказывать наиболее негативное влияние на работу машин и механизмов. Глубокое понимание физической сущности вышеуказанного явления позволит выбирать наиболее эффективные способы устранения негативных последствий от колебаний, порождаемых при проскальзывании изменением в паре трения силы нормального давления.

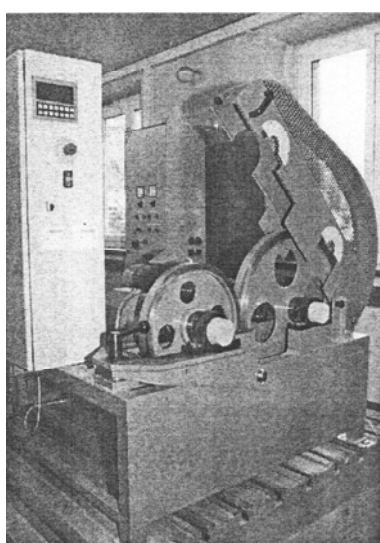
8.2. Описание экспериментальной установки, методика и результаты эксперимента

Эксперименты проводились на установке, функциональная схема которой приведена на рис. 8.2.

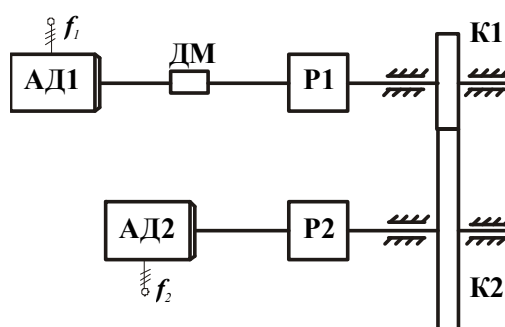
Установка представляет собой два асинхронных частотно-регулируемых электропривода с электродвигателями АД1 и АД2, приводящих

через редукторы P1 и P2 в движение колеса K1 и K2 (имитирующего рельс) с диаметрами $D_{к1} = 40$ см и $D_{к2} = 62$ см, которые могут быть либо разведены рычажным механизмом, либо прижаты с определенной силой P_n . Соотношениями частот f_1 и f_2 , напряжений, питающих электродвигатели, можно изменять скорость проскальзывания поверхностей колес, причем при равенстве этих частот проскальзывания нет. Это достигается выбором передаточных чисел редукторов i_{p1} и i_{p2} из условия:

$$i_{p1} \cdot D_{к2} = i_{p2} \cdot D_{к1}. \quad (8.1)$$



а – внешний вид



б – Функциональная схема

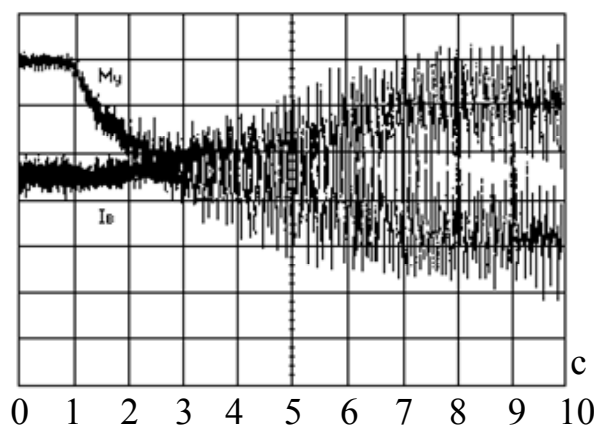
Рисунок 8.2 – Лабораторная установка

В свою очередь, благодаря соотношению (8.1) моменты сопротивления на валу электродвигателей одинаковы. Проскальзывание колес возникает при различии частот f_1 и f_2 . На валу двигателя колеса K1 установлен торсионный датчик момента ДМ, а скорости вращения обоих двигателей измеряются импульсными датчиками скорости. Управление автономными инверторами напряжения, питающими двигатели, обеспечивает при понижении частоты ниже номинальной одновременное снижение питающего напряжения U по известному закону $\frac{U}{f} = \text{const}$.

Осциллограммы выполнялись комплексом Le Croy, обладающим возможностью запоминания и записью экспериментальных данных на

дискету, изменения при необходимости временных и ординатных масштабов любой измеряемой величины на интересующем временном интервале, исполнения спектрального анализа и печатания осциллограмм.

На осц. 1 показан процесс последовательного увеличения в течение 45 секунд при прижатых друг к другу колесах частоты f_1 питающего напряжения электропривода колеса К1 с 45 до 62 Гц, в то время как частота f_2 ЭП колеса К2 оставалась равной 45 Гц. При этом происходило увеличение скорости проскальзывания на ободе колеса К1 относительно К2. Осциллограммы упругого момента M_y и действующего тока I_b фазы статора двигателя АД1, отчетливо показывают с появлением проскальзывания возникновение колебаний и возрастание до определенного значения их амплитуды по мере увеличения разности частот $\Delta f = f_1 - f_2$. Следует отметить достаточно большой уровень фиксируемых колебаний, размах которых по упругому моменту достигает 50–60 % по отношению к среднему значению.



Осциллограмма 1 – Постепенное увеличение частоты при $f_2 = 45 \text{ Гц} = \text{const}$

Осц. 1, естественно, вызывает вопросы:

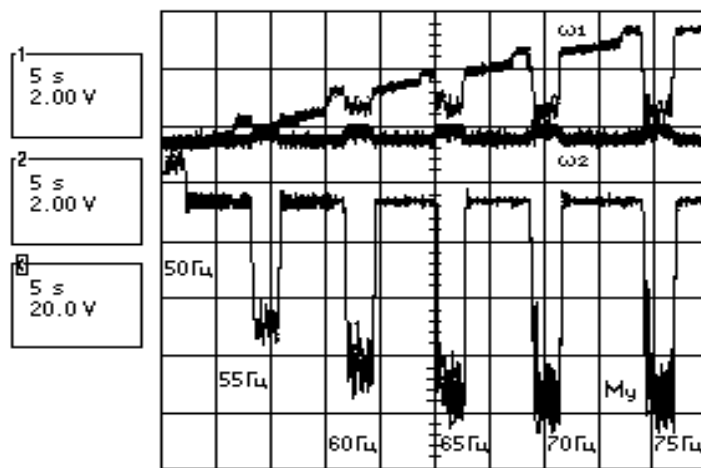
- являются ли зафиксированные колебания одной из разновидностей фрикционных автоколебаний?

- чем объяснить отсутствие в осциллограмме упругого момента M_y , понижения его среднего значения M_{cp} при больших разностях $f_1 - f_2$, которое согласно характеристике трения (рис. 8.1) должно было бы иметь место при скоростях проскальзывания свыше v_0 ?

С целью получения ответа на эти вопросы после установления цифроаналоговых преобразователей к импульсным датчикам скорости, была

проведена серия опытов с определением скоростей вращения ω_1 и ω_2 при различных значениях f_1 и f_2 .

Осц. 2 отражает процесс поочередного прижатия и разведения колес. При разведенных колесах задавались разные частоты питающего напряжения двигателей АД1 и АД2 и после установления скорости вращения колес они вводились в соприкосновение с определенной силой прижатия. Частота двигателя колеса большего диаметра К2 сохранялась равной $f_2 = 51$ Гц, а частота f_1 для каждого из опытов с проскальзыванием были последовательно равна 50 Гц (режим юза), 55 Гц, 60 Гц, 65 Гц, 70 Гц и 75 Гц (режимы буксования).



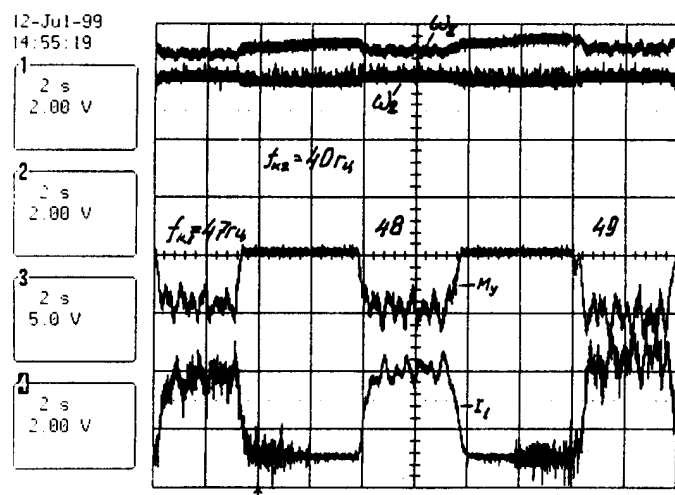
Осциллограмма 2 – Поочередное прижатие и разведение колес при разных значениях f_1 ($f_2=51$ Гц=const)

Верхние лучи фиксировали скорости электроприводов ω_1 и ω_2 , соответственно, колес К1 и К2. Как видно, каждое буксование сопровождается возникновением колебаний, а также просадкой скорости привода колеса К1 – ω_1 и некоторым увеличением скорости колеса К2 – ω_2 . Обращает на себя внимание тот факт, что, несмотря на идентичность преобразователей частоты и электродвигателей АД1 и АД2, а также на равенство передаточных соотношений кинематической схемы обоих электроприводов (8.1), степень просадки ω_1 больше, чем повышения ω_2 . Это объясняется, во-первых, тем, что при повышении частоты преобразователя свыше номинальной, равной $f_n = 50$ Гц, нарушается выполнение закона $\frac{U_1}{f_2} = \frac{U_n}{f_n} = \text{const}$. Напряжение U_1 сохраняется на уровне номинального

$U_1 = U_n$, а вследствие повышения частоты максимальное значение магнитного потока и критического момента уменьшаются [61]. В свою очередь, это приводит к смягчению механических характеристик с повышением частоты, то есть к большей просадке скорости для одной и той же нагрузки. Во-вторых, работающий в двигательном режиме АД1 преодолевает момент сопротивления потерь не только в своей кинематической передаче, но и передаче АД2, работающего в генераторном режиме. Именно вышеуказанными причинами объясняется тот факт, что при увеличении частоты f_1 свыше 65 Гц скорость проскальзывания (просвет между осциллограммами скоростей ω_1 и ω_2) не только не увеличивается, но даже снижается.

Однако осц. 2 показывает (особенно при $f_1 = 60$ Гц и 65 Гц), что во время буксования между лучами ω_1 и ω_2 сохраняется просвет. Это свидетельствует, что «прилипания» колес нет, а, следовательно, наблюдаемые колебания не являются срывными АКФ (вида stick - slip).

Чтобы убедиться в правильности вышеприведенного объяснения причин просадки скорости ω_1 , а также с целью повышения жесткости МХ электропривода колеса К1 (чтобы применить допущение о линейности МХ на ее рабочем участке), была проведена дополнительная серия опытов (осц. 3). В данных опытах частота f_2 устанавливалась равной 40 Гц и сохранялась неизменной, а частота f_1 перед каждым новым сведением колес изменялась, но была менее 50 Гц.



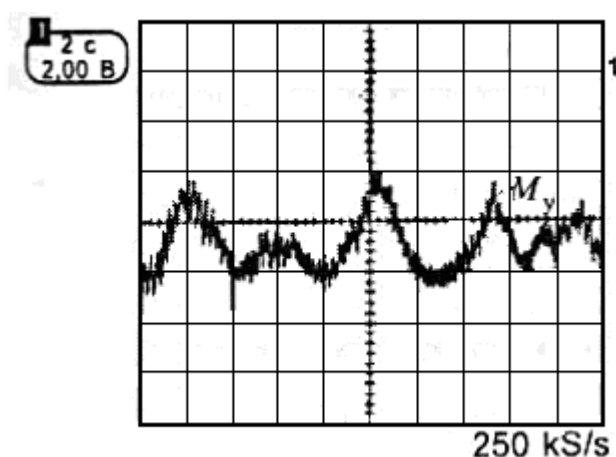
Осциллограмма 3 – Сведение-разведение колес

при законе регулирования $\frac{U}{f} = \text{const}$

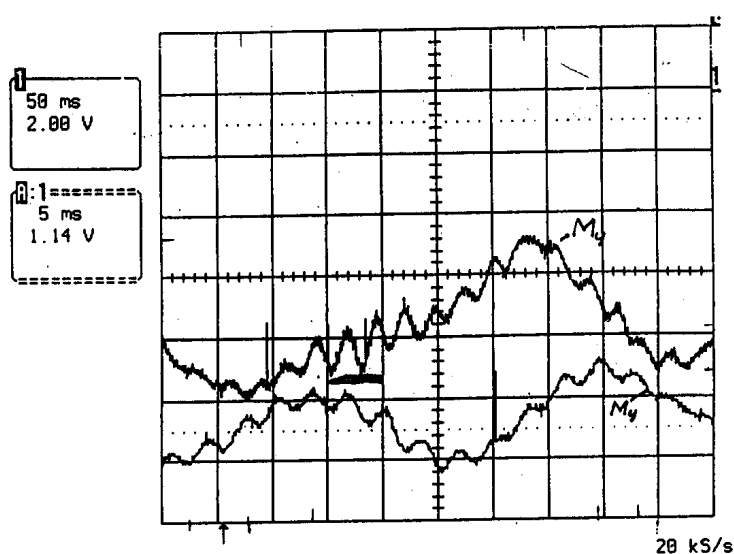
Как видим, просадки скорости ω_1 существенно снизились, но колебания, как и ранее, имеют место при наличии проскальзывания колес К1 и К2 без «прилипания».

Чтобы выяснить, не являются ли рассматриваемые колебания фрикционными автоколебаниями 2-й разновидности, т. е. обусловленными динамическими свойствами ЭМС на падающем участке характеристики трения, были проанализированы фрагменты осциллограмм колебаний при ускоренных развертках лучей, приведенные на осц. 4 и осц. 5.

Наибольшую амплитуду имеет низкочастотная составляющая с частотой около 2 Гц (осц. 4), на которую накладываются колебания большей частоты с существенно меньшей амплитудой, выделенные на осц. 5.



Осциллограмма 4 – Фрагменты осциллограмм при ускоренной развертке



Осциллограмма 5 – Фрагменты осциллограмм при ускоренной развертке

Близость значений частот расчетных и экспериментальных данных большей частоты (около 40 Гц), показывает, что верхняя кривая осц. 5 может отображать упругие фрикционные автоколебания 2-го рода и проверка данного допущения по методике, изложенной в подразделе 4.3, подтверждает факт соблюдения условий возникновения АКФ данного вида. Однако их амплитуда составляет менее $0,1M_{ср}$, а зафиксированных колебаний еще большей частоты (нижняя кривая осц.5) еще менее ($0,03 M_{ср}$), поэтому наиболее важно уяснить природу низкочастотных АКФ.

Оценка возможности возникновения низкочастотных АКФ, обусловленных электромагнитной инерционностью по описанной в [47] методике и сопоставление частот расчетных и экспериментальных данных исключает факт принадлежности рассматриваемых колебаний к АКФ вышеупомянутой формы.

Несмотря на незначительные изменения частоты низкочастотных колебаний $f_{нк}$ в экспериментах, более тщательный анализ показывает, что как для буксования, так и для юза, частоты этих колебаний практически совпадают с частотой вращения колеса К1 – $n_{к1}$, что отражено в табл. 8.1.

Таблица 8.1 – Экспериментальные данные

f_1 , Гц	43	46	49	52	35	32
$n_{к1}$, об/с	2,03	2,14	2,33	2,33	1,82	1,76
$f_{нк}$, Гц	2	2,18	2,27	2,27	1,86	1,80

Однако считать рассматриваемые колебания чисто обратными нельзя, так как при вращении колеса К1 без проскальзывания они отсутствуют.

8.3. Физическая сущность явления

Изучим как возможную причину колебаний особенности перемещения рабочей точки по механическим характеристикам электромеханической системы при колебаниях силы нормального давления, создаваемых конструкцией прижатия колес.

Обратим внимание на важное обстоятельство. Электромагнитная постоянная электроприводов $T_e \approx 0,016$ с более чем на порядок меньше пе-

риода низкочастотных колебаний, а, следовательно, без большой погрешности можно принять, что рабочая точка для каждого ЭП в процессе колебания перемещается по его статическим механическим характеристикам.

Найдем аналитическую взаимосвязь между моментом M электропривода колеса К1, в котором установлен датчик ДМ упругого момента M_y , разностью частот питающего напряжения $\Delta f = f_1 - f_2$ и скоростью проскальзывания $v_{ск}$ на ободе колеса. Учтем тот факт, что параметры установки обеспечивают отсутствие проскальзывания (т. е. режим холостого хода) при равенстве частот f_1 и f_2 , а, следовательно, равенство радиусов приведения каждого из электроприводов:

$$\rho_1 = \frac{v_1}{\omega_1} = \rho_2 = \frac{v_2}{\omega_2} = \rho, \quad (8.2)$$

или, учитывая (8.1),

$$\rho_1 = \frac{R_1}{i_1} = \frac{R_2}{i_2}. \quad (8.3)$$

При проскальзывании двигатель с большей скоростью работает в двигательном режиме, а с меньшей – в тормозном (генераторном).

В случае пренебрежения моментами потерь в кинематических звеньях значения моментов двигателей АД1 и АД2 равны по величине и противоположны по знаку (рис. 8.3).

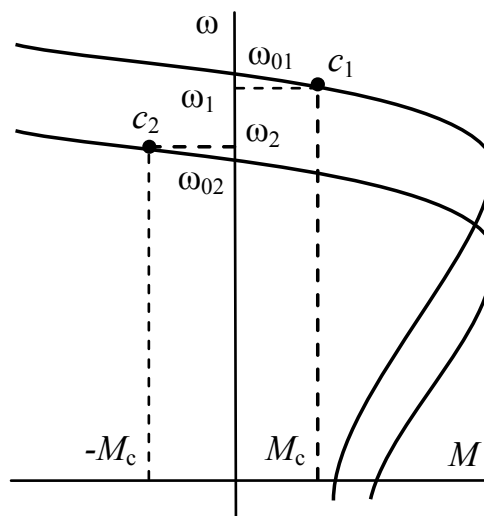


Рисунок 8.3 – Механические характеристики электроприводов колес

В соответствии с рис. 8.3, приняв допущение о линейности МХ на рабочем участке и равенство значений жесткостей механических характеристик одинаковых электродвигателей, имеем:

$$M = \beta(\omega_{01} - \omega_1) \quad (8.4)$$

$$-M = \beta(\omega_{02} - \omega_2) \quad (8.5)$$

откуда:

$$M = \frac{\beta}{2} \cdot (\omega_{01} - \omega_{02}) - \frac{\beta}{2} \cdot (\omega_1 - \omega_2). \quad (8.6)$$

Учитывая, что угловая скорость двигателя равна $\omega = 2\pi f / p_{\pi}$, где p_{π} – число пар полюсов АД, получаем

$$M = \frac{\pi f \beta}{p_{\pi}} \cdot (f_1 - f_2) - \frac{\beta}{2\rho} \cdot (v_1 - v_2) \quad (8.7)$$

и, таким образом

$$M = a \cdot \Delta f - b \cdot v_{\text{ск}}, \quad (8.8)$$

где $a = \frac{\pi f \beta}{p_{\pi}}$; $b = \frac{\beta}{2\rho}$.

Соотношение (8.8) показывает, что развиваемый двигателем момент при заданном значении Δf линейно зависит от скорости проскальзывания. Семейство характеристик электропривода колеса К1 при различных значениях Δf показано на рис. 8.4, где скорость скольжения отображена разностью скоростей вращения двигателей $\Delta n = (n_1 - n_2)$ об/мин, исходя из соотношения:

$$v_{\text{ск}} = \frac{\pi \rho}{30} \cdot (n_1 - n_2)$$

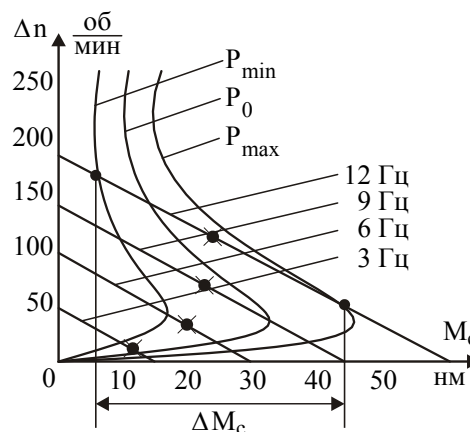


Рисунок 8.4 – Механические характеристики электропривода и нагрузки

На рис. 8.4 для различных значений нормального давления P представлены также нелинейные механические характеристики нагрузки – зависимости приведённого момента сопротивления $M_c = f(\Delta n)$, которые по своему виду подобны зависимости коэффициента трения $\psi = f(v_{ск})$ (рис. 8.1), так как:

$$M_c = \rho P \psi. \quad (8.9)$$

При неизменной силе прижатия P_0 характеристика трения имеет вид показанный на рис. 8.4 (средняя кривая). Допустим, что сила изменяется по закону

$$P = P_0 + \Delta P_m \sin \omega_1 t.$$

Тогда в соответствии с (8.9) для

$$P_{\max} = P_0 + \Delta P_m$$

и

$$P_{\min} = P_0 - \Delta P_m.$$

при $\Delta P_m / P_0 = 0,5$ характеристики трения пропорционально изменятся (см. рис. 8.4). Из рис. 8.4 по точкам пересечения прямых

$$M = f(n_1 - n_2)$$

с характеристиками трения для P_{\min} и P_{\max} видно, как увеличение разности частот $\Delta f = f_1 - f_2$ ($\Delta f = 3, 6, 9, 12$ Гц) приводит к последовательному росту размаха колебаний момента. На восходящих участках характеристики трения при $\Delta f = 3$ Гц размах момента ΔM_c невелик, но сильно возрастает, когда рабочая точка начинает перемещаться по падающему участку характеристики трения для P_{\min} , но продолжает оставаться на восходящем участке для P_{\max} ($\Delta f = 9$ Гц) либо быть близким к нему ($\Delta f = 12$ Гц). При этом имеет место как бы усиление вынужденных колебаний. Так, из рис. 8.4 видно, что размах колебаний момента трения ΔM_c при $\Delta f = 12$ Гц в 12 раз больше, чем при $\Delta f = 3$ Гц. Факт усиления колебаний подтверждается также экспериментом при последовательном увеличении Δf (осц. 1).

Таким образом, физика наблюдаемого явления представляется следующей. Колебания силы нормального давления с частотой вращения колеса К1 вызывают при проскальзывании колебания момента трения

(сцепления). Так как электромагнитная постоянная времени электропривода на порядок меньше периода вращения колеса, можно считать, что рабочая точка при колебании перемещается по механической характеристике привода, что отображается в колебании упругого момента кинематической связи. Возникающие колебания момента трения незначительны, если пересечения характеристик имеет место на восходящих участках вследствие значительной крутизны восходящих участков характеристики трения. Как только разность задающих частот f_1 и f_2 возрастает до значений, при которых рабочая точка выходит на падающие участки характеристик трения размах колебаний момента трения существенно возрастает и достигает наибольших значений, когда характеристика ЭП пересекается с соответствующей P_{\max} характеристикой трения в точке экстремума. Очевидно, размах колебаний момента и скорости двигателя зависит от формы и взаиморасположения механических характеристик ЭП и нагрузки (пары трения).

Приведенные построения (рис. 8.4) и рассуждения сохраняются и для реальных машин и механизмов с проскальзыванием: электротранспортных средств, электроприводов прокатных станов, блюмингов, слябингов и др. В этом случае семейство механических характеристик $M = f(\Delta n)$ заменяется МХ электропривода $M = f(n - n_{\text{л}})$, где $n_{\text{л}}$ – скорость вращения электродвигателя, соответствующая линейной скорости (электровоза, слитка и др.)

Описанные колебания возникают только при проскальзывании и поэтому являются фрикционными. Но их нельзя считать фрикционными автоколебаниями, так как первопричиной их являются колебания силы нормального давления, а следует отнести к особому виду колебаний, обусловленных нелинейностью характеристики трения.

Весьма вероятно, что в ряде случаев, фиксировавшиеся в машинах и механизмах колебательные процессы, возникающие при проскальзывании, являются не фрикционными автоколебаниями, а колебаниями описанной природы, причём колебание силы нормального давления могло быть вызвано эксцентриситетом, нарушением формы окружности, наличием стыков в рельсах и др.

Следует заметить, что при определённых конструкциях механизмов рассматриваемые колебания могут вызвать усиление колебаний силы нормального давления, что в итоге приведёт к весьма значительным динамическим нагрузкам электропривода.

Из рис. 8.4, глядя на точки средних значений момента, становится ясным, почему, несмотря на сильные колебания, свидетельствующие о перемещении рабочей точки по падающему участку характеристики трения, *среднее значение момента M_y с увеличением скорости проскальзывания (осц. 1) растёт. Это указывает на недопустимость определения коэффициента трения при проскальзывании по средним значениям силы трения в условиях фрикционных колебаний при колебаниях силы нормального давления.*

Для проверки справедливости объяснения физической сущности описанного явления, а также для оценки возможности использования линейной аппроксимации характерных участков характеристики трения с сохранением нелинейности «в большом», выполним компьютерное моделирование режимов проскальзывания колес экспериментальной установки при наличии эксцентриситета колеса K_1 .

8.4. Компьютерное моделирование явления

Как уже отмечалось, причиной колебания силы нормального давления может быть эксцентриситет колеса либо отклонение его формы от окружности.

Но прежде всего выполним компьютерный эксперимент для случая, когда сила нормального давления (прижатия колёс K_1 и K_2 друг другу) сохраняется при проскальзывании неизменной.

Цель данного опыта – проверить факт возникновения фрикционных автоколебаний, обусловленных нелинейностью трения и упругой механической связью. Кроме того – установить соответствие характера изменения амплитуды этих колебаний и среднего значения упругого момента по мере увеличения скорости проскальзывания колёс. Данный опыт позволит сделать вывод об адекватности компьютерной модели установки и возможности использования её при последующем компьютерном моделировании с учётом эксцентриситета колёс.

При построении математической модели передаточные функции типовых звеньев электромеханической системы принимаются в соответствии с их классическими представлениями в [61]. Звенья электромеханического преобразования энергии представлены апериодическими с электромагнитной инерционностью T_3 . Из упругих связей учитывается

лишь упругая кинематическая связь между двигателем АД₁ и колесом К₁, в котором установлен торсионный датчик момента ДМ. Кинематическая связь 2-го электропривода принимается абсолютно жёсткой, а инерционность его вращающихся частей учитывается их суммарным моментом инерции J_3 . Характеристика трения принимается нелинейной, соответствующей описанным, например, в [71], зависимостям, однако линеаризованной на характерных её участках. Такая аппроксимация позволяет использовать одну и ту же математическую модель, независимо от места расположения рабочей точки на различных участках характеристики трения, изменяя лишь значение её жёсткости. Кроме того, это даёт возможность привлечь для исследований линейные аналитические соотношения и легче уяснить физическую сущность происходящих динамических процессов.

В представленной на рис. 8.5 математической модели механические величины:

J_1 – момент инерции ротора АД₁;

J_2 – момент инерции колеса К₁;

J_3 – суммарный момент инерции вращающихся частей электропривода от АД₂;

а также C_{12} являются приведенными к скорости электродвигателей; R_1 и R_2 – радиусы колёс К₁ и К₂, соответственно; P_0 – постоянная сила нормального давления (прижатия колёс).

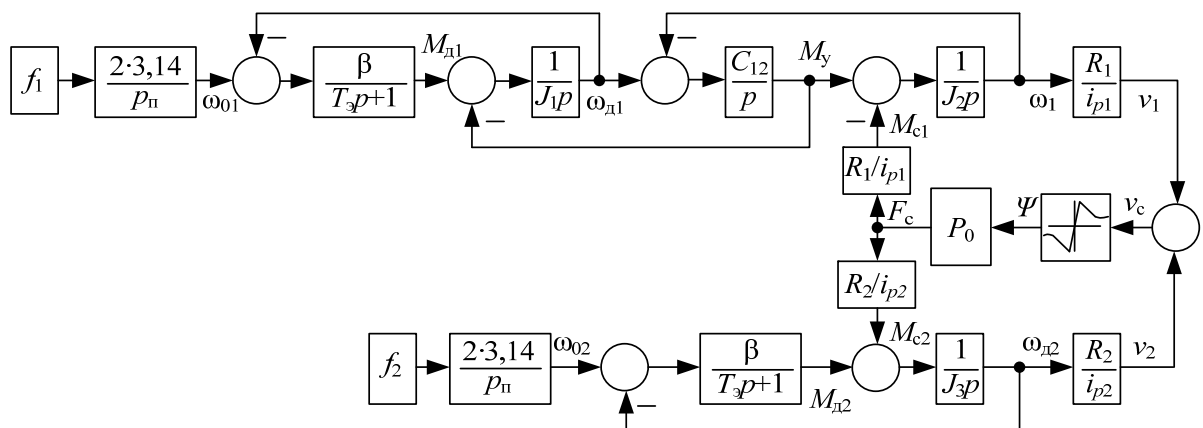


Рисунок 8.5 – Математическая модель установки, не учитывающая наличие эксцентриситета

При моделировании принимались следующие значения величин:

Число пар полюсов $P_n = 4$; $\beta = 6,33 \text{ Нм/с}^{-1}$; $T_3 = 0,01 \text{ с}$;
 $J_1 = 0,02 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_2 = 0,0139 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_3 = 0,052 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $C_{12} = 500 \text{ Н} \cdot \text{м/с}^{-1}$;
 $P_0 = 710 \text{ Н}$. Предварительные параметры характеристики трения выбраны таким образом, чтобы при проскальзывании $V_c = V_1 - V_2$, соответствующем разности частот $f_1 - f_2 = 5 \text{ Гц}$, рабочая точка системы уже находилась на падающем участке характеристики трения.

Результаты компьютерного эксперимента по вышеприведенной модели при линейно-кусочной аппроксимации характеристики пары трения с сохранением нелинейности «в большом» приведены на рис. 8.6. Временные диаграммы подтверждают факт возникновения автоколебательных режимов при проскальзывании, однако не вполне согласуются с осциллограммами физического эксперимента (осц. 3, 4). Так, хотя

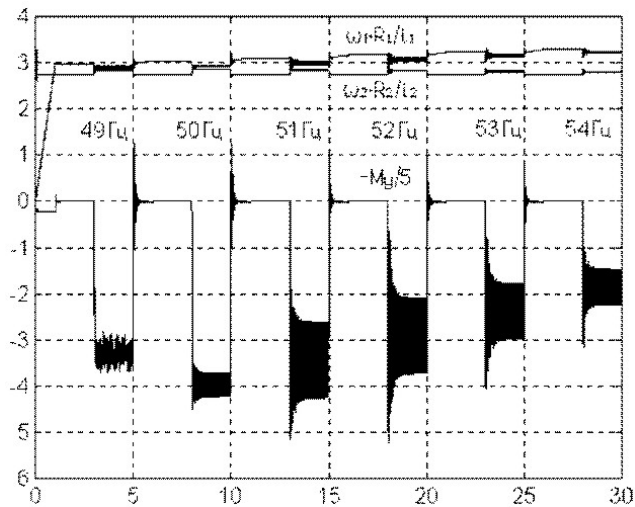


Рисунок 8.6

подтверждён факт существования формы автоколебаний с частотой около 40 Гц, обусловленных упругой кинематической связью, однако отсутствует низкочастотная составляющая колебаний, имеющая наибольшую амплитуду в физическом эксперименте (осц. 4). Расчёты по соотношениям, изложенным в [47], показали, что наблюдаемая низкочастотная составляющая не обусловлена электромагнитной инерционностью силовой цепи двигателя, что подтверждается существенным различием частот колебаний.

Проверим возможность связи низкочастотной составляющей с колебаниями силы прижатия колёс, которые могут быть вызваны например эксцентриситетом оси вращения или эллипсоидальностью колеса. Эксцентриситет оси вращения одного из колёс приводит при движении колеса к изменению силы прижатия. Оценим характер изменения силы прижатия по изменению расстояния от имеющей эксцентриситет оси вращения одного из колёс до точки контакта. Для этого рассмотрим вращение идеального круглого колеса с центром вращения в точке O_1 , не совпадающей с геометрическим центром колеса O (рис. 8.7).

Определим закон изменения расстояния O_1K при вращении колеса. Его максимальное значение $O_1K_{\max} = O_1B = R + OO_1$, а минимальное $O_1K_{\min} = O_1C = R - OO_1$. O_1K изменяется по закону, имеющему постоянную и переменную составляющие. При $\varphi = \pm \arccos(O_1O/2R)$ переменная составляющая равна нулю, т. е. $O_1K = R$. Из треугольника O_1OK можно определить расстояние O_1K для каждого значения угла поворота φ . Для этого опустим в точку D перпендикуляр из точки O на сторону O_1K . Тогда искомое расстояние определится из следующего выражения:

$$O_1K = O_1D + DK = O_1O \cdot \cos \varphi + \sqrt{R^2 - (O_1O \cdot \sin \varphi)^2}. \quad (8.10)$$

Оценим изменение силы прижатия при наличии эллипсоидальности колеса. Для этого рассмотрим вращение некруглого колеса вокруг оси, проходящей через его геометрический центр O (рис. 8.8). Очевидно, что при $\varphi = 0$ расстояние OK_1 , которому пропорциональна сила прижатия, будет равно величине a , а при $\varphi = \pi/2$ расстояние OK_1 будет равно величине b . Если в каноническое уравнение эллипса [7]

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1$$

подставить

$$y = OK_1 \cdot \sin \varphi \quad \text{и} \quad x = OK_1 \cdot \cos \varphi,$$

то, решив полученное уравнение относительно OK_1 , получим закон изменения этого расстояния в общем виде:

$$OK_1 = \sqrt{\frac{a^2 b^2}{b^2 \cos^2 \varphi + a^2 \sin^2 \varphi}}. \quad (8.11)$$

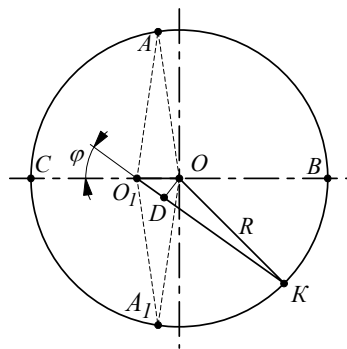


Рисунок 8.7

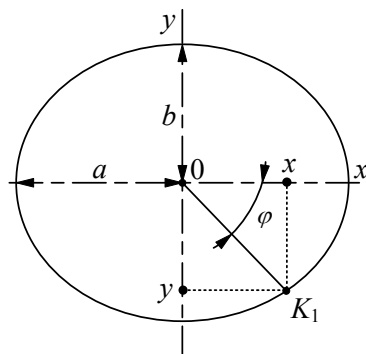


Рисунок 8.8

На рис. 8.9 представлены графики изменения расстояний O_1K и OK_1 , соответствующие выражениям (8.10) и (8.11). При этом принимались следующие параметры: расчётный радиус колеса $R = 0,2$ м; величина эксцентриситета $OO_1 = 0,001$ м; параметрами эллипсоидности $a = 0,201$ м и $b = 0,199$ м. Анализ графиков показывает, что в обо-

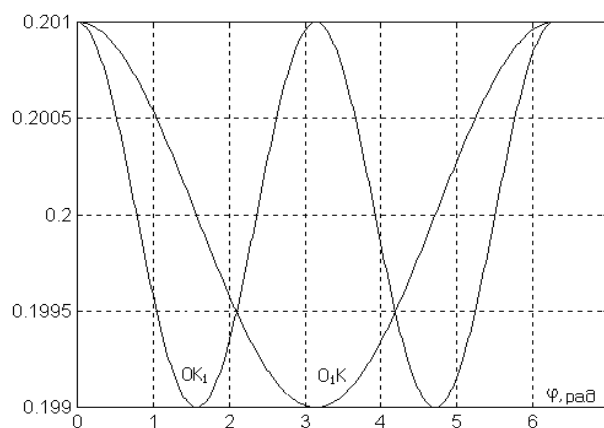


Рисунок 8.9

их случаях имеет место изменение длины OK_1 по закону близкому к гармоническому, но при эллипсоидности частота изменения расстояния от оси вращения до точки контакта в два раза выше, чем при наличии эксцентриситета.

Деформация колёс в точке контакта с учётом эксцентриситетов их центров вращения находится в прямой зависимости от изменения расстояний OK_1 каждого из них. А так как изменение значения деформации во время вращения определяет характер изменения силы нормального давления $P(\varphi)$, то можно принять:

$$P(\varphi) = P_0 + \Delta P (\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2), \quad (8.12)$$

где P_0 – исходная сила прижатия;

ΔP – амплитуда изменения;

φ_1 и φ_2 – углы поворота колёс K_1 и K_2 , соответственно.

Структурная схема, учитывающая влияние гармонического изменения силы прижатия, представлена на рис. 8.10.

Процедуры выполняемые в блоке N пояснены в пунктирном прямоугольнике. Рассчитанное в функциональном блоке значение коэффициента трения скольжения $\psi = f(V_1 - V_2)$, умножается на силу нормального давления, вычисленную в соответствии с соотношением (8.12) по сигналам от скоростей вращения электроприводов, поданным на входы 1 и 3 блока N.

Результаты компьютерного моделирования опытов физического эксперимента, соответствующих осциллограммам, представленным в 8.2,

приведены на рис. 8.11 и 8.12. Сопоставление рис. 8.11 с осц. 2, 3 и рис. 8.12 с осц. 4 показывает достаточно хорошее качественное совпадение по форме, частоте и амплитуде низкочастотной составляющей, по наличию и частоте фрикционных автоколебаний, обусловленных упругостью кинематических звеньев.

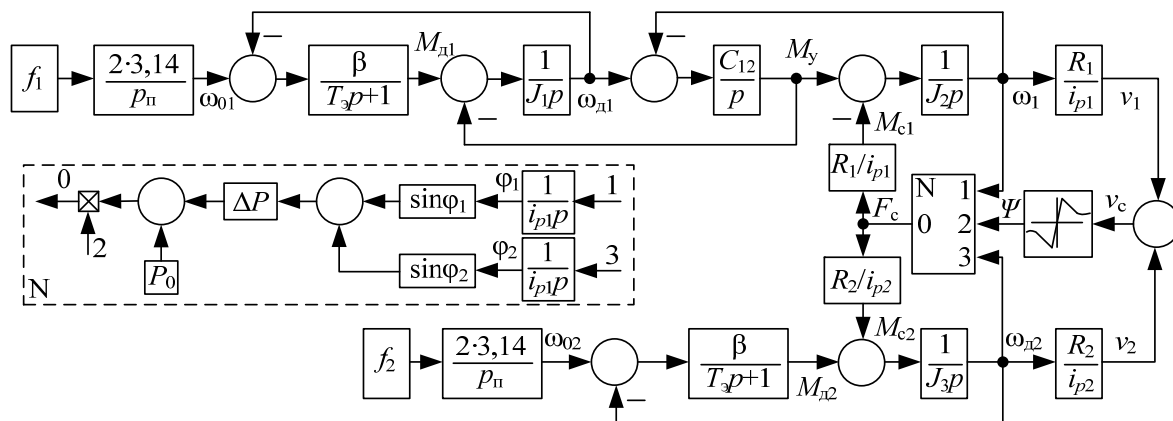


Рисунок 8.10 – Математическая модель установки, учитывающая наличие эксцентриситета

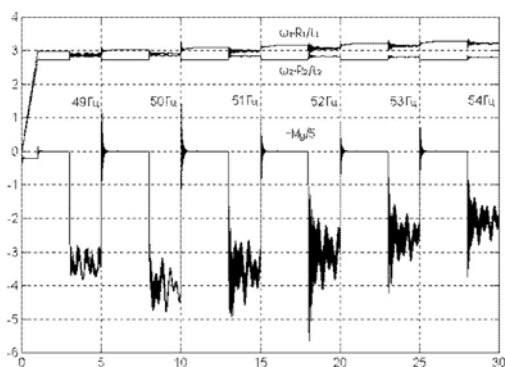


Рисунок 8.11

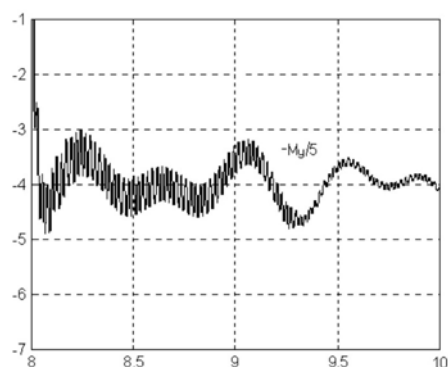


Рисунок 8.12

Данные компьютерного эксперимента дополнительно подтверждают справедливость сделанных в 8.3 объяснений природы низкочастотных колебаний, а именно: в электроприводах машин и механизмов с проскальзыванием колебания с наибольшей амплитудой могут порождаться не фрикционными автоколебаниями, а колебаниями силы нормального давления в условиях нелинейности характеристики пары трения. Данное обстоятельство может быть использовано при разработке датчиков буксования и юза и систем реализации максимальной силы тяги.

8.5. К причине поломок осей колесных пар рудничных электровозов

В заключение данной главы представляется целесообразным высказать некоторые соображения, связанные с названием данного раздела.

Проф. Ренгевич А.А., под руководством которого были проведены основательные экспериментальные исследования по выявлению причин поломок осей колесных пар рудничных электровозов [76], отмечал, что недопустимые увеличения амплитуд упругого момента наблюдались при буксовании колес. В качестве причин буксования указывались сложные шахтные условия (угольная пыль, влага), в результате которых потенциальный коэффициент сцепления колеса с рельсом снижался до $\Psi_0 = 0,1$. При данном значении Ψ_0 увеличение скорости проскальзывания не сопровождалось снижением коэффициента сцепления, т. е. падающий участок в характеристике трения отсутствовал. В этом случае фрикционных автоколебаний, порожденных отрицательным вязким трением, не могло быть.

Проверим, не могло ли быть описанное в настоящей главе явление причиной массовых поломок осей колесных пар рудничных электровозов, имевших место на шахтах Донбасса в 1959 г.

На рис. 8.13 представлено семейство механических характеристик трения при низком потенциальном коэффициенте сцепления и при различных значениях силы нормального давления на колесо $P_1 < P_2 < P_3$

$$M(\omega_{\text{ск}}) = P \cdot \Psi \cdot R_{\text{к}}$$

где Ψ – коэффициент сцепления;

$R_{\text{к}}$ – радиус колеса;

1 и 2 – механические характеристики электропривода (условно линейные);

$V_{\text{л}}$ – линейная скорость;

V_0 – предельная скорость упругого скольжения.

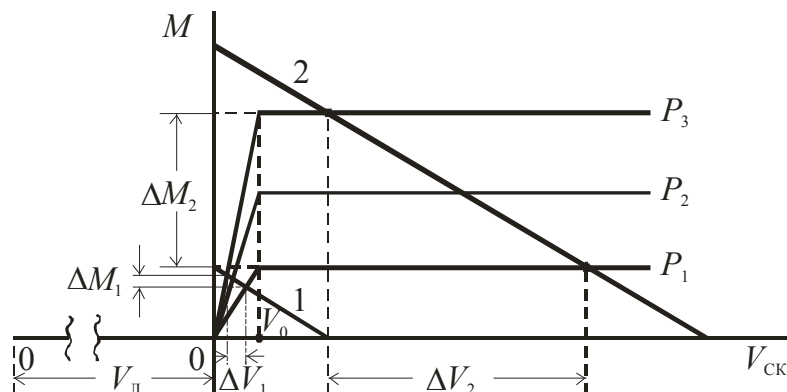


Рисунок 8.13 – Усиление колебаний при низких значениях коэффициентов сцепления

Из рисунка видно, что до тех пор, пока рабочая точка не выходит из зоны упругого скольжения (восходящие участки механических характеристик), колебание силы нормального давления не вызывает существенных изменений скорости ЭП и момента (ΔV_1 и ΔM_1 , соответственно). После срыва в буксование и перехода рабочей точки в зону избыточного скольжения ($V_{ск} > V_0$), при тех же изменениях силы нормального давления колебания скорости и момента существенно возрастают (соответственно ΔV_2 и ΔM_2).

Однако сами по себе эти колебания не могли бы вызвать поломок осей, так как размах колебаний момента ΔM_2 несравненно меньше амплитуд упругого момента, зафиксированных в эксперименте (более чем в 15 раз превышавших значение момента электропривода) [76]. Кроме того, частота этих колебаний при скорости движения электровоза $5 \div 10$ км/час равна

$$f_k \frac{V}{2\pi R_k} = \frac{(5 \div 10) \cdot 10^3}{3600 \cdot 2\pi \cdot 0,35} = (0.63 \div 1.26) \text{ Гц},$$

более чем на порядок меньше частоты зафиксированных упругих колебаний $f_y = (90 \div 110)$ Гц.

Однако даже при отсутствии демпфирования упругих колебаний электродвигателей (вследствие срединного расположения зубчатого колеса) и минимальном значении логарифмического декремента затухания (вследствие внутреннего вязкого трения в оси $\lambda = 0,1$), собственные упругие колебания к приходу каждого последующего возмущающего воздействия затухали бы настолько, что возрастание их до 15-кратного значения невозможно.

Покажем, что причиной недопустимо больших амплитуд упругого момента осей колесных пар могло быть изменение состояния рельсового полотна в реальных условиях движения электровоза (рис. 8.14).

Пусть первоначально электровоз движется по влажным, покрытым угольной пылью рельсам со скоростью $V_{л}$. Вследствие низкого потенциального коэффициента сцепления механическая характеристика трения имеет вид 1, и движение происходит с избыточным скольжением, скорость которого равна $V_{ск1}$. При механической характеристике электропривода М состояние электропривода определяется точкой статического равновесия C_1 .

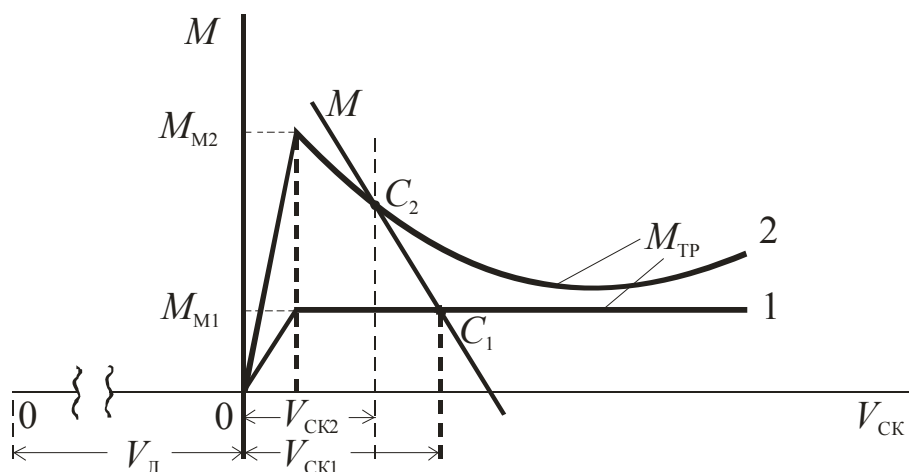


Рисунок 8.14 – К объяснению причин поломок осей колесных пар рудничных электровозов

При наезде на участок полотна с сухими рельсами потенциальный коэффициент сцепления возрастает, а соответствующая ему механическая характеристика трения (сцепления) имеет вид 2. Рабочая точка перемещается в точку статического равновесия C_2 . Но эта точка находится на падающем участке, для которого выполняются условия расходящегося динамического колебательного процесса, т.е. условия возбуждения упругих фрикционных автоколебаний. Нарастание амплитуды колебаний происходит в условиях противофазного движения колес со вводом в двухмассовую упругую механическую систему колесной пары колебательной энергии во время перемещения рабочей точки по падающему участку характеристики трения 2. Так как в описанном эксперименте [76] демпфирование упругих колебаний электроприводом отсутствовало (из-за расположения зубчатого колеса посередине оси) и выполнялось условие механического резонанса, то амплитуда упругих колебаний достигала недопустимой величины, что и приводило через определенное время к нарушению усталостной прочности и к поломке осей. Смещение зубчатого колеса с середины оси в измененной конструкции колесной пары устранило поломки.

Относительно недавно опубликованные данные экспериментальных исследований характеристик сцепления в контакте «колесо-рельс» при наличии промежуточной среды [62] показали, что падающий участок в характеристике трения может иметь место и при влажных рельсах, покрытых угольной пылью. В этом случае возникновение зафиксированных проф. Ренгевичем А.А. фрикционных автоколебаний с большими амплитудами упругого момента в осях колесной пары, является еще более естественным.

Глава 9

СРЫВНЫЕ ФРИКЦИОННЫЕ АВТОКОЛЕБАНИЯ (АКФ I рода, stick-slip)

Изложенный в предыдущих главах материал связан в основном с фрикционными автоколебаниями, условно названными «АКФ 2-го рода», первопричиной которых является динамическая неустойчивость электромеханической системы на падающем участке характеристики трения. Эти автоколебания носят, как правило, характер близкий к гармоническому (нерелаксационные АКФ).

Они имеют место при наличии в характеристике трения начального участка упругого скольжения [71], на котором малые увеличения скорости проскальзывания $v_{ск}$ сопровождаются плавным, но существенным возрастанием коэффициента трения, с последующим его быстрым снижением по мере возрастания $v_{ск}$ (падающий участок).

Известны также, так называемые, срывные автоколебания или АКФ 1-го рода [24], для которых характерно наличие остановок между интервалами движения. В зарубежной литературе такие автоколебания получили название stick-slip («прилипание-скольжение») [90, 91, 95]. Первопричиной данных автоколебаний является скачкообразное снижение коэффициента трения при переходе от состояния покоя к проскальзыванию. Они являются релаксационными и носят существенно негармонический характер. Для механических систем природа и характеризующие данные АКФ соотношения описаны в ряде отечественных и зарубежных источников [24, 40, 41, 62, 64, 88, 90, 91, 94, 95, 98].

Такие автоколебания наблюдаются в машинах и механизмах при медленных перемещениях, например, в механизмах подачи станков, в роботах и манипуляторах и др. Рабочие органы этих машин приводятся в движение электроприводом, который, как было ранее показано, превращая систему из механической в электромеханическую, может существенно изменить ее динамические свойства.

Эта глава не ставит целью подробное исследование срывных АКФ в различных электромеханических системах. Решению данной задачи посвящена кандидатская диссертация Л.В. Асмоловой. Основная цель настоящей главы – обратить внимание на данный вид АКФ и представить некоторые результаты, полученные при проведении под руководством автора исследований в данном направлении.

Так как в большинстве зарубежных источников фрикционные автоколебания обычно рассматриваются как срывные (stick-slip), в данной главе уделено внимание обоснованию их как АКФ особого вида, отличного от нерелаксационных АКФ 2-го рода, с иной первопричиной возникновения. Оценено влияние параметров электропривода, типовых внешних обратных связей на срывные АКФ и изучены пути их устранения.

В связи с многообразием описаний характеристики трения или срывных АКФ, одной из главных задач был выбор вида данной характеристики, пригодный для практических расчетов, компьютерного моделирования и решения задач синтеза электромеханических систем автоматического управления, устраняющих вышеуказанные АКФ.

9.1. Физические основы явления срывных фрикционных автоколебаний

Прежде всего на примере механической идеализированной системы (рис. 9.1, а) уясним физическую природу срывных АКФ и покажем, что их первопричиной является скачок коэффициента трения при переходе от состояния покоя к скольжению. С этой целью примем, что внутреннее вязкое трение в упругой связи отсутствует, а характеристика трения $F_c = f(v_{ск})$ имеет вид, показанный на рис. 9.1, б, где F_n – сила трения покоя, скачком снижающаяся с началом проскальзывания до значения F_k , которое с увеличением скорости скольжения сохраняется неизменным, т.е. в характеристике трения отсутствует наклонный падающий участок.

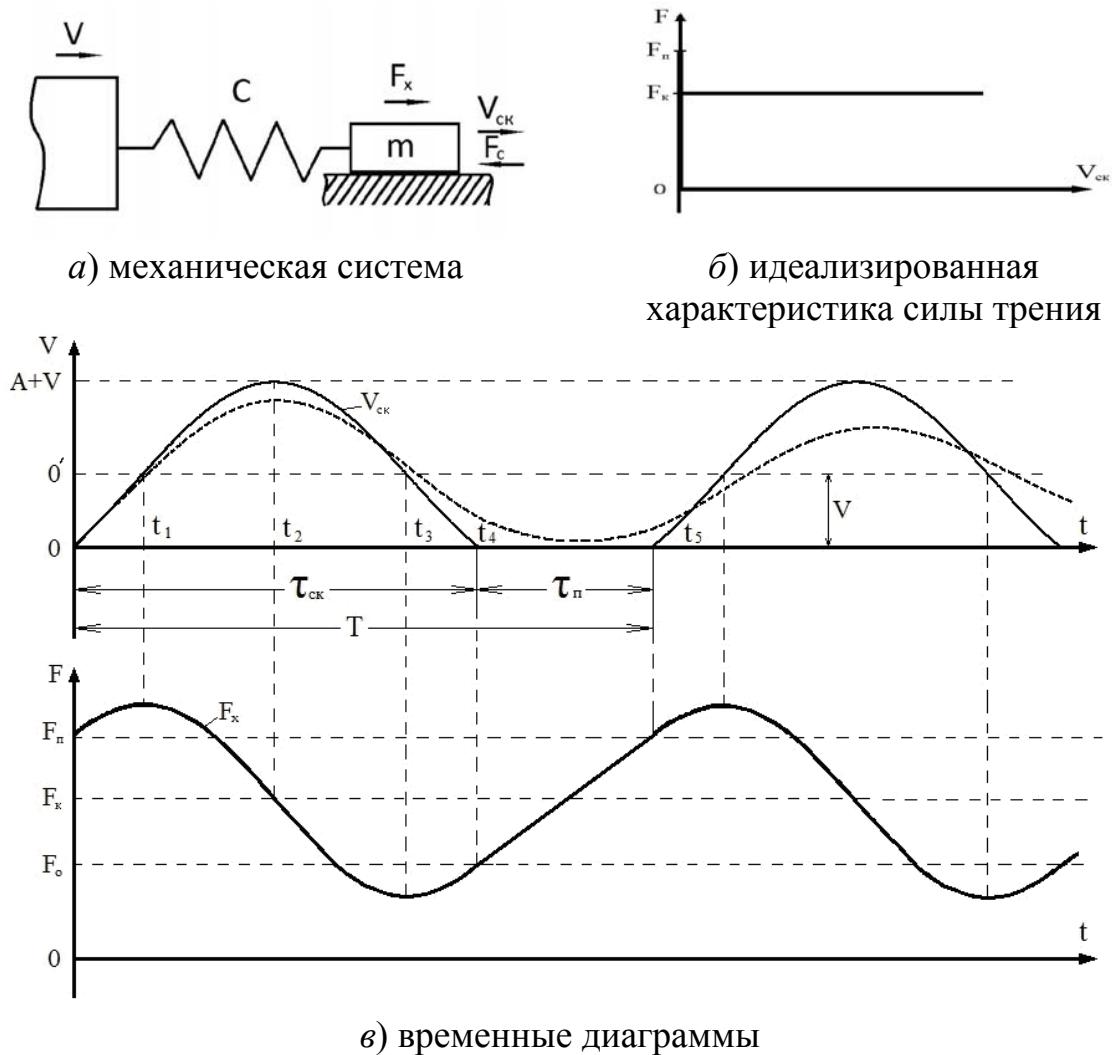


Рисунок 9.1 – К физической природе срывных АКФ

В рассматриваемой системе перемещение ползуна массой m по плоской поверхности осуществляется через упругую связь (например, пружину) с жесткостью c , левый конец которой перемещается с постоянной скоростью V .

Физическая сущность возникновения срывных АКФ в рассматриваемой системе поясняется временными диаграммами (рис. 9.1, в). Перемещение со скоростью v левого жестко заделанного конца пружины при неподвижной массе m приводит к сжатию пружины на величину деформации Δx и к созданию по отношению к ненапряженному состоянию упругой силы F_x , направленной по направлению скорости v .

$$F_x = c\Delta x. \quad (9.1)$$

Пусть в момент времени $t = 0$ упругая сила сжатия достигает силы трения покоя $F_{\text{п}}$, при этом сжатие равно

$$\Delta x_0 = \frac{F_{\text{п}}}{c}. \quad (9.2)$$

Происходит «срыв» массы m , сила трения скачком снижается до значения $F_{\text{к}}$, и начинается процесс скольжения ползуна по поверхности.

Очевидно, движение ползуна после срыва в проскальзывание будет носить колебательный характер, как возмущенное движение массы, связанной с упругим звеном, при этом в начальный момент ускорение массы будет равно

$$\left(\frac{dv_{\text{ск}}}{dt} \right)_{t=0} = \frac{F_{\text{п}} - F_{\text{к}}}{m} \quad (9.3)$$

Движение массы происходит под действием двух сил: силы пружины $-F_x$ и противодействующей движению силы трения $F_{\text{к}}$. В соответствии со 2-м законом Ньютона

$$F_x - F_{\text{к}} = m \frac{dv_{\text{ск}}}{dt}. \quad (9.4)$$

По мере перемещения массы m сжатие и сила пружины уменьшаются, что вызывает замедление нарастания скорости. В момент, когда сила F_x снизится до значения $F_{\text{к}}$, скорость массы достигнет наибольшего значения v_m . При этом масса m будет обладать кинетической энергией

$$W_{\kappa} = \frac{mv_m^2}{2},$$

и поэтому по инерции продолжит движение, продолжая уменьшать сжатие пружины.

Снижение сжатия может привести к тому, что пружина перейдет в ненапряженное состояние $\Delta x = 0$ и $F_x = 0$, после чего начнется ее растяжение. При этом величина деформации

$$\Delta x < 0,$$

а создаваемая пружиной сила направлена в ту же сторону, что и сила трения F_{κ} , т. е. противодействует движению. Движение будет продолжаться до тех пор, пока запасенная кинематическая энергия не станет равной нулю.

В момент остановки в соответствии с характеристикой трения (рис. 9.1б) скачкообразно происходит восстановление силы трения до значения F_{π} , поэтому остановка продолжается до тех пор, пока в результате движения левого конца пружины со скоростью V пружина вновь будет сжата на величину $\Delta x_0 = \frac{F_{\pi}}{c}$. Далее процесс повторяется.

Установим некоторые аналитические соотношения, характеризующие вышеописанный процесс, приняв за начало отчета времени $t = 0$ момент срыва ползуна в проскальзывание, когда сжатие пружины создало силу $F_x = F_{\pi}$.

Движение массы m уменьшает сжатие пружины на величину

$$\Delta x = \int_0^t v_{\kappa} dt. \quad (9.5)$$

Но в то же время движение левого конца пружины со скоростью V продолжает сжимать пружину на величину

$$\Delta x_v = Vt. \quad (9.6)$$

Таким образом, исходя из (9.4), движение массы m , начиная с $t = 0$, происходит в соответствии с уравнением

$$F_{\pi} + c(vt - \int_0^t v_{\kappa} dt) - F_{\kappa} = m \frac{dv_{\kappa}}{dt}. \quad (9.7)$$

Продифференцировав (9.7), получим

$$m \frac{d^2 v_{\text{ск}}}{dt^2} + c v_{\text{ск}} = c v. \quad (9.8)$$

Решение данного уравнения, в общем случае, имеет вид

$$v_{\text{ск}}(t) = v_{\text{ск.св.}}(t) + v_{\text{ск.пр.}}(t), \quad (9.9)$$

где принужденная составляющая равна

$$v_{\text{ск.пр.}}(t) = V, \quad (9.10)$$

а свободная составляющая находится из решения однородного дифференциального уравнения

$$\frac{d^2 v_{\text{ск}}}{dt^2} + c v_{\text{ск}} = 0 \quad (9.11)$$

или в операторной форме

$$v_{\text{ск}}(p) \left(p^2 + \frac{c}{m} \right) = 0. \quad (9.12)$$

Следовательно,

$$p_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{c}{m}}. \quad (9.13)$$

Известно, что

$$\sqrt{\frac{c}{m}} = \Omega_0 \quad (9.14)$$

угловая частота недемпфированных упругих колебаний с жесткой заделкой одного из концов упругой связи.

то есть

$$p_{1,2} = \pm j \Omega_0 \quad (9.15)$$

Корням выражения (9.15) соответствует свободная составляющая вида

$$v_{\text{ск.св.}}(t) = A \sin(\Omega_0 t + \Psi) \quad (9.16)$$

и в соответствии с (9.9) скорость скольжения изменяется по закону

$$v_{\text{ск.св.}}(t) = A \sin(\Omega_0 t + \Psi) + V \quad (9.17)$$

Из начальных условий находим:

при $t=0$: $v_{\text{ск}}=0$, откуда

$$A \sin \Psi = -V, \quad (9.18)$$

а
$$\frac{dv_{\text{ск}}}{dt} = \frac{F_{\text{п}} - F_{\text{к}}}{m} = A \Omega_0 \cos \Psi. \quad (9.19)$$

Из (9.18) и (9.19) находим

$$\operatorname{tg} \Psi = -\frac{V \Omega_0 m}{F_{\text{п}} - F_{\text{к}}} = \frac{V \sqrt{cm}}{F_{\text{п}} - F_{\text{к}}}, \quad (9.20)$$

то есть
$$-\frac{\pi}{2} < \Psi < 0. \quad (9.21)$$

Учитывая, что $\cos \Psi = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \Psi}}$ из (9.19), а также соотношения

(9.14), находим постоянную интегрирования

$$A = \sqrt{V^2 + \frac{(F_{\text{п}} - F_{\text{к}})^2}{mc}}. \quad (9.22)$$

Таким образом, закон изменения скорости скольжения после срыва в проскальзывание имеет вид

$$v_{\text{ск}} = \sqrt{V^2 + \frac{(F_{\text{п}} - F_{\text{к}})^2}{mc}} \cdot \sin(\Omega_0 t + \Psi) + V. \quad (9.23)$$

Обращает внимание, что так как $F_{\text{п}} > F_{\text{к}}$, амплитуда колебания свободной составляющей скорости скольжения относительно уровня $0'$ (рис. 9.1, в) всегда больше скорости V . Это означает, что при принятом допущении об отсутствии внутреннего вязкого трения на отрицательной полувогне скорости $v_{\text{св.ск.}}(t)$, всегда наступает мгновенная остановка, так как в определенный момент времени (t_4) будет выполняться условие

$$v_{\text{ск}}(t) = v_{\text{св.ск}}(t_4) + V = 0. \quad (9.24)$$

Мгновенная остановка в соответствии с характеристикой силы трения (рис. 9.1, б) вызовет ее скачок до значения $F_{\text{п}}$, и пауза в движении будет длиться до тех пор, пока в результате движения левого конца пружины в интервале времени $[t_4 \div t_5]$ она вновь будет сжата на величину Δx_0 , порождающую силу пружины, равную $F_{\text{п}}$. Происходит новый срыв, и процесс повторяется.

Следовательно, при наличии скачка силы трения в момент начала скольжения с большего значения $F_{\text{п}}$ до меньшего $F_{\text{к}}$, даже при отсутствии падающего участка в характеристике трения, возможно возникновение нерелаксационных автоколебаний типа «скольжение-остановка».

С целью более детального уяснения физики процесса ниже приведены некоторые пояснения.

В соответствии с выражениями (9.17) и (9.23) временная диаграмма скорости скольжения $v_{\text{ск}}$ массы m имеет вид части синусоиды (с ненулевой отрицательной фазой Ψ), суммируемой с постоянным значением V (рис. 9.1, в). При этом собственно свободная составляющая представляет собой ту же синусоиду с началом отсчета значений на уровне $0'$.

В начальной фазе скольжения сила деформации пружины F_{x} продолжает нарастать (т. к. $V - v_{\text{ск}} > 0$) до момента времени t_1 , когда $v_{\text{ск}} = V$, после чего сжатие начинает уменьшаться, причем в момент t_2 при $v_{\text{ск}} = v_{\text{скmax}}$ скорость снижения F_{x} наибольшая (рис. 9.3, б). Возрастание F_{x} в конечной фазе скольжения $[t_3 - t_4]$ имеет ту же природу, что и для начальной фазы $[0 - t_1]$.

Время скольжения $\tau_{\text{ск}}$ равно

$$\tau_{\text{ск}} = (\pi/2 + 2\Psi)\Omega_0. \quad (9.25)$$

После остановки при значении $F_{\text{x}} = F_0$ нарастание значения $F_{\text{п}}$ в интервале $[t_4 - t_5]$ вследствие сжимающего действия от движения левого конца пружины происходит по линейному закону $F_{\text{x}} = F_0 + c V (t - t_4)$, и в момент t_5 происходит новый срыв ползуна в скольжение.

В рассматриваемой идеализированной системе внутреннее вязкое трение упругой связи отсутствовало ($\beta_{\text{вт}} = 0$). Оценим его влияние на характер движения массы m при медленном скольжении. Известно, что влияние внутреннего вязкого трения проявляется в демпфировании коле-

баний – снижении во времени их амплитуды затухания. В этом случае выражение для $v_{\text{ск}}$ принимает вид

$$v_{\text{ск}} = Ae^{-\alpha t} \sin(\Omega t + \Psi) + V, \quad (9.26)$$

где α – показатель быстроты затухания.

Затухание может привести к тому, что амплитуда обратной полуволны свободной составляющей скорости скольжения станет меньше V , и тогда остановки ползуна не произойдет, а, следовательно, срывных АКФ не будет (рис. 9.1, в, пунктирная кривая). После затухания колебаний ползун продолжит скольжение со скоростью V . Из соотношения (9.22) нетрудно увидеть, что при $F=F_{\text{п}}$ при наличии внутреннего вязкого трения остановка, а следовательно срывные АКФ невозможны.

Скорость V , для которой при заданных параметрах системы и наличии затухания обратная полуволна $v_{\text{ск}}$ коснется оси абсцисс, называется критической скоростью – $v_{\text{кр}}$. Ниже этой скорости срывные АКФ неизбежны, а выше – невозможны.

Установим, исходя из физических соображений, влияние падающего участка характеристики трения на возникновение срывных АКФ.

Как было ранее показано, данный участок проявляет себя как некоторое отрицательно вязкое трение. Движение рабочей точки по данному участку может сопровождаться преобладанием ввода колебательной энергии над ее рассеиванием, что приводит к увеличению амплитуды колебаний. В этом случае касание амплитудой обратной полуволны $v_{\text{ск}}$ оси абсцисс будет иметь место при большем значении скорости, то есть наличие падающего участка увеличивает критическую скорость подачи $v_{\text{кр}}$. Это и является негативным фактором, например, в механизмах подачи суппортов металлорежущих станков, в роботах и манипуляторах, так как ограничивает точность управления по положению.

Соотношения для механической системы, аналогичной рассмотренной, с учетом падающего участка, в линейной постановке задачи приведены в [24].

Однако эти соотношения не учитывают динамические свойства электропривода как источника механической энергии, которые, как было показано ранее, могут радикально изменить характер движения механической системы. При этом наличие электромагнитной инерционности повышает колебательность системы, а демпфирующая способность электропривода может устранить скольжение с остановками.

Оценим влияние электропривода на движение электромеханической системы в условиях срывных АКФ и возможность их устранения средствами регулируемого электропривода.

Материал настоящего раздела показывает, что теоретический анализ даже чисто механической системы с идеализированной характеристикой трения, не содержащей падающий участок без учета вязкого трения, требует достаточно громоздких математических выкладок. Очевидно, получение аналитических соотношений в электромеханической системе с учетом динамических свойств электродвигателя, влияния внешних обратных связей, падающего участка (особенно с изменяющейся жесткостью механической характеристики) весьма трудоемко и приведет к еще более громоздким аналитическим выражениям. Поэтому представляется целесообразным в данном случае максимально использовать современные возможности компьютерного моделирования, и первой задачей является создание компьютерной модели характеристики трения срывных АКФ.

9.2. Характеристика трения при медленных скольжениях и ее компьютерная модель

Из многообразия описаний характеристик трения, используемых в литературных источниках [8, 10, 14, 18, 24, 39, 41, 64, 88, 90, 91, 94, 95], в качестве базовой примем характеристику, представленную в [88] проф. Эльясбергом М.Е., как полученную экспериментально для реальных механизмов подачи металлорежущих станков в условиях срывных АКФ и аналогичную используемой рядом других авторов [24, 40, 41]. В общем случае в подобной характеристике можно выделить 3 качественно отличающихся участка (рис. 9.2).

Участок 1, отражающий наличие скачкообразного снижения коэффициента трения со значения $f_{ст}$ до f_k в момент перехода от состояния покоя к проскальзыванию, и, как было показано в разделе 9.1, являющийся первопричиной срывных АКФ.

После вышеуказанного скачка с увеличением скорости проскальзывания коэффициент трения продолжает снижаться по нелинейной зависимости $f_{тр} = f(v_{ск})$ с уменьшением крутизны наклона кривой $\left| df_{тр}(v_{ск}) / dv_{ск} \right|$, как показано на рис. 9.2 (участок 2).

Следует особо отметить, что участок 2 по своему характеру аналогичен использовавшемуся в предыдущих главах (рис. 2.2) падающему участку характеристики трения. Этот факт позволяет оценивать характер динамического процесса при срывных АКФ во время перемещения рабочей точки по данному участку, учитывая выводы, ранее полученные при исследовании АКФ 2-го рода.

На участке 3 при практических расчетах можно полагать, что $f_{\text{тр}} \approx \text{const}$.

Экспериментальная характеристика трения, представленная в [88], имеет вид кривой 1 (рис. 9.3).

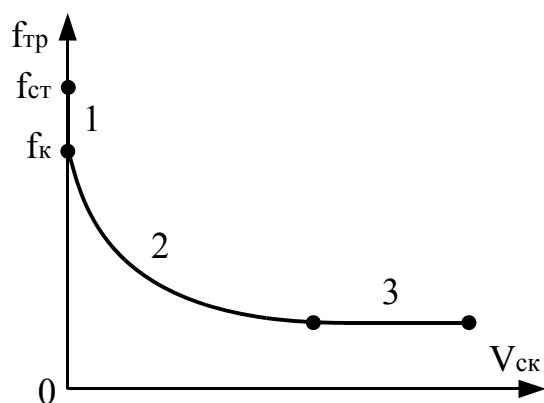


Рисунок 9.2 – Характеристика трения при медленных скольжениях

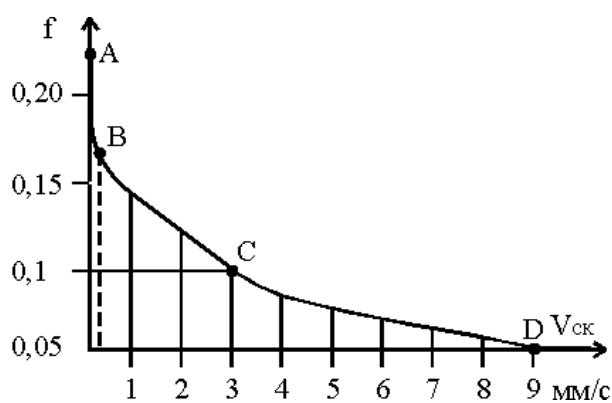


Рисунок 9.3 – Экспериментальная характеристика трения

Характеристика снята для пары «чугун-чугун» при изучении медленных перемещений механизмов подачи станков при скоростях скольжения $v_{\text{ск}} < 10$ мм/с и удельном давлении $2,3$ кг/мм².

Построение компьютерной модели характеристики трения выполним, используя принцип ее линейной аппроксимации на типичных участках, сохраняя в целом нелинейный характер. Такой подход оправдал себя при исследованиях в предыдущих главах, позволяя упростить вывод аналитических соотношений, выявить влияние того или иного участка характеристики трения и в то же время получить достаточно достоверную общую картину всего динамического процесса.

Варианты линейной аппроксимации представлены на рис. 9.4.

Первый, рекомендованный проф. Эльясбергом И.Е. для расчетов на непрерывность движения (прямая 2, отрезок BC);

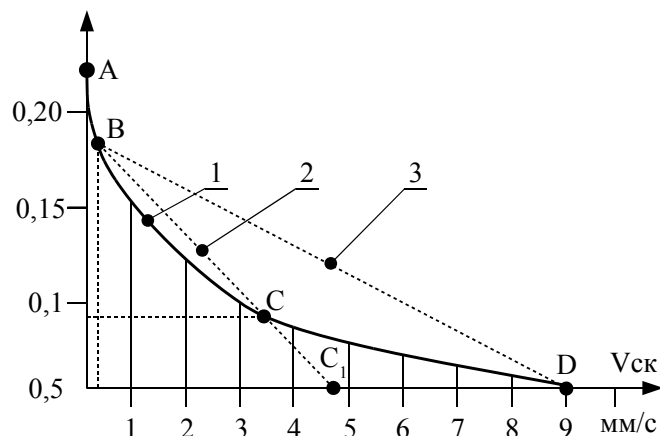


Рисунок 9.4 – Линейная аппроксимация характеристики трения

Второй – наиболее приближающийся к экспериментальной кривой, состоящий из части отрезка 2 и отрезка CD (ломаная прямая – BCD);

Третий – прямая 3 (отрезок BD), аппроксимирующая падающий участок с меньшей крутизной наклона, чем у прямой 2.

Учитывая возможность движения в противоположных направлениях (например, в роботах) компьютерную характеристику трения представляем симметричной относительно начала координат (рис. 9.5).

В связи с невозможностью при пошаговом компьютерном расчете вычисления точного значения нуля и исключения неоднозначности определения коэффициента трения в состоянии покоя участок покоя задавался в интервале cd линейным отрезком с большой крутизной $-5 \cdot 10^{-5} < v_{ск} < 5 \cdot 10^{-5}$ м/с. Чтобы исключить «перешагивание» через участок покоя, шаг интегрирования выбирался равным 10^{-5} с.

Участок de скачкообразного снижения коэффициента трения от $F_{ст}$ до F_k также аппроксимировался отрезком с большой крутизной наклона $|df / dv_{ск}|$. В целом участок be (рис. 9.5) соответствует изменению скорости скольжения от -10^{-4} до 10^{-4} м/с, т. е. на участке de изменение скорости скольжения также равно $5 \cdot 10^{-5}$ м/с.

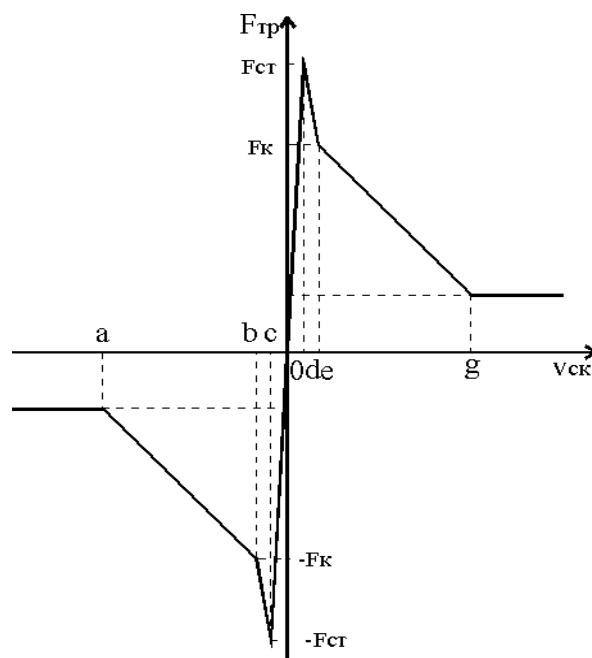


Рисунок 9.5 – Компьютерная характеристика трения при моделировании срывных АКФ

Обнуление скорости $v_{ск}$ обеспечивается логическим блоком при попадании рабочей точки в зону скоростей участка be. Схема логического блока представлена на рис. 9.6.

Обнуление скорости $v_{ск}$ происходит, если на вход логического оператора «И-НЕ» приходит единичный сигнал от блока условия 1.1, когда $0 < \dot{x} < 10^{-4}$ м/с, либо от блока условия 1.2, когда $-10^{-4} < \dot{x} < 0$ м/с.

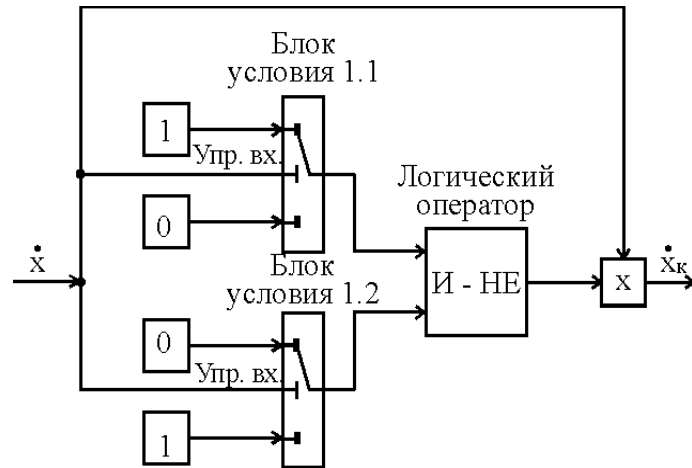


Рисунок 9.6 – Схема логического блока

Адекватность предложенной модели проверялась путем сопоставления результатов компьютерного моделирования и экспериментальных данных, полученных проф. Эльясбергом М.Е. на лабораторной установке, кинематическая и расчетная схемы которой представлены на рис. 9.7.

Уравнение движения ползуна имеет вид

$$m\ddot{x} + \beta_{вт}(\dot{x} - V) - k(Vt - x) \pm F_k - \beta\dot{x} = 0 \quad (9.27)$$

В соотношении (9.27) x , \dot{x} , \ddot{x} – перемещение, скорость и ускорение ползуна, соответственно (т. е. $v_{ск} = \dot{x}$); $\beta_{вт}$ – коэффициент внутреннего вязкого трения пружины; V – скорость подачи; $\beta = mgb$, где g – ускорение свободного падения, а $b = \left| \frac{df}{dv_{ск}} \right|$ – крутизна падающего участка характеристики трения.

Расчет движения ползуна производился по компьютерной модели, показанной на рис. 9.8.

Вид некоторых из рассчитанных в пакете Matlab (Simulink) временных диаграмм показан на рис. 9.9 (значения временной оси даны в секундах, скорости в м/с, приращения в м.).

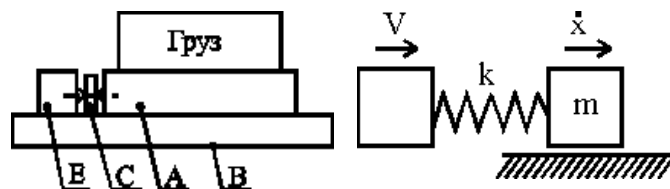


Рисунок 9.7 – Кинематическая и расчетная схемы лабораторной установки для исследования срывных автоколебаний

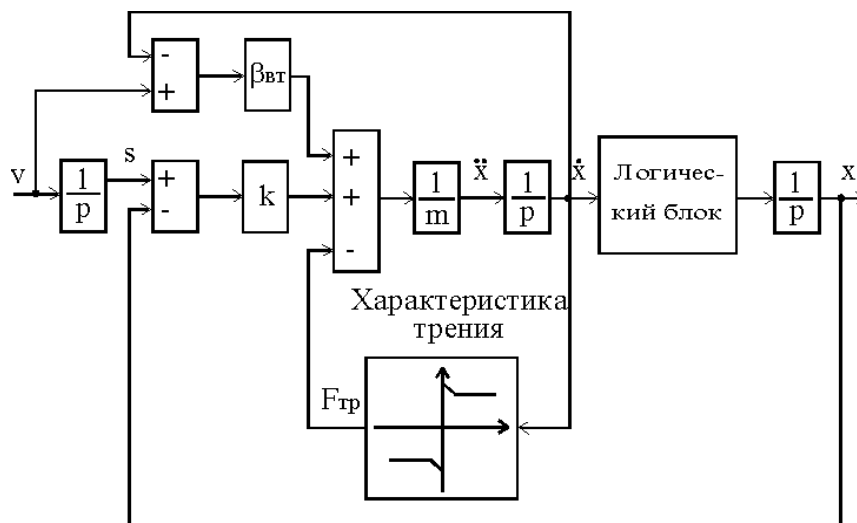


Рисунок 9.8 – Компьютерная модель лабораторной установки

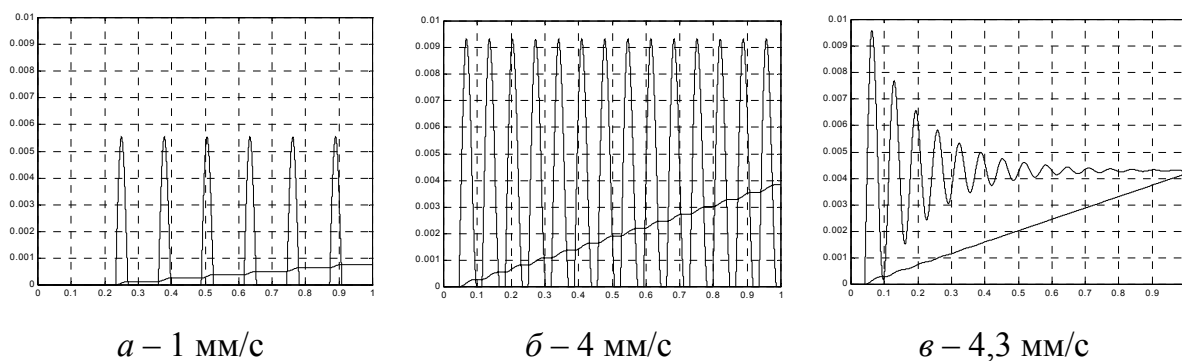


Рисунок 9.9 – Временные диаграммы компьютерного моделирования скорости и перемещения ползуна при различных значениях скорости V

Сравнение расчетных данных с экспериментальными по первому варианту компьютерной модели характеристики трения дало следующие результаты:

- значение критической скорости скольжения $V_{кр}$ при моделировании составило 4,3 мм/с, в эксперименте 4,5 мм/с, т. е. относительная погрешность 4,5 %;
- период автоколебаний при скорости подачи $V = 2 \text{ мм/с}$, при моделировании – 0,85 с, в эксперименте – 1 с, т. е. погрешность 15 %;
- форма автоколебаний при моделировании близка по характеру к зафиксированной в эксперименте.

Компьютерное моделирование по вариантам 2 и 3 моделей характеристики трения также показало достаточно хорошее приближение к экспериментальным данным.

Отметим еще одно обстоятельство, связанное с явлением срывных фрикционных автоколебаний.

В ряде литературных источников, например, [24, 64, 88] указывалось на существование реологического фактора, заключающегося в возрастании коэффициента трения f с увеличением времени неподвижного контакта. В [64] предложена зависимость

$$f = f_{\text{ст}} + (f_{\infty} - f_{\text{ст}})(1 - e^{-\frac{t_c}{T_p}}), \quad (9.28)$$

где t_c – время неподвижного контакта;

f_{∞} – коэффициент трения при $t_c \rightarrow \infty$;

T_p – постоянная времени реологического фактора.

На рис. 9.10 показан пример зависимости $f_{\text{ст}}$ от времени неподвижного контакта.



Рисунок 9.10 – Зависимость коэффициента статического трения от времени неподвижного контакта для пар:

1 – олово – чугун; 2 – медь – чугун; 3 – сталь – чугун

Реологический фактор проявляется в том, что при пуске амплитуда первого скачка больше последующих.

Компьютерная модель, учитывающая увеличение силы трения покоя от времени неподвижного контакта, представлена на рис. 9.11.

Когда на управляющем входе блока условия 1 появляется значение большее или равное нулю (условие неподвижного контакта), то на вход интегратора поступает единичный сигнал. Выходным сигналом интегратора является время неподвижного контакта t . Значение коэффициента трения покоя в зависимости от времени t вычисляется по соотношению (9.28) и делится на $f_{\text{ст}}$, показывая во сколько раз возрос коэффициент трения покоя за время неподвижного контакта.

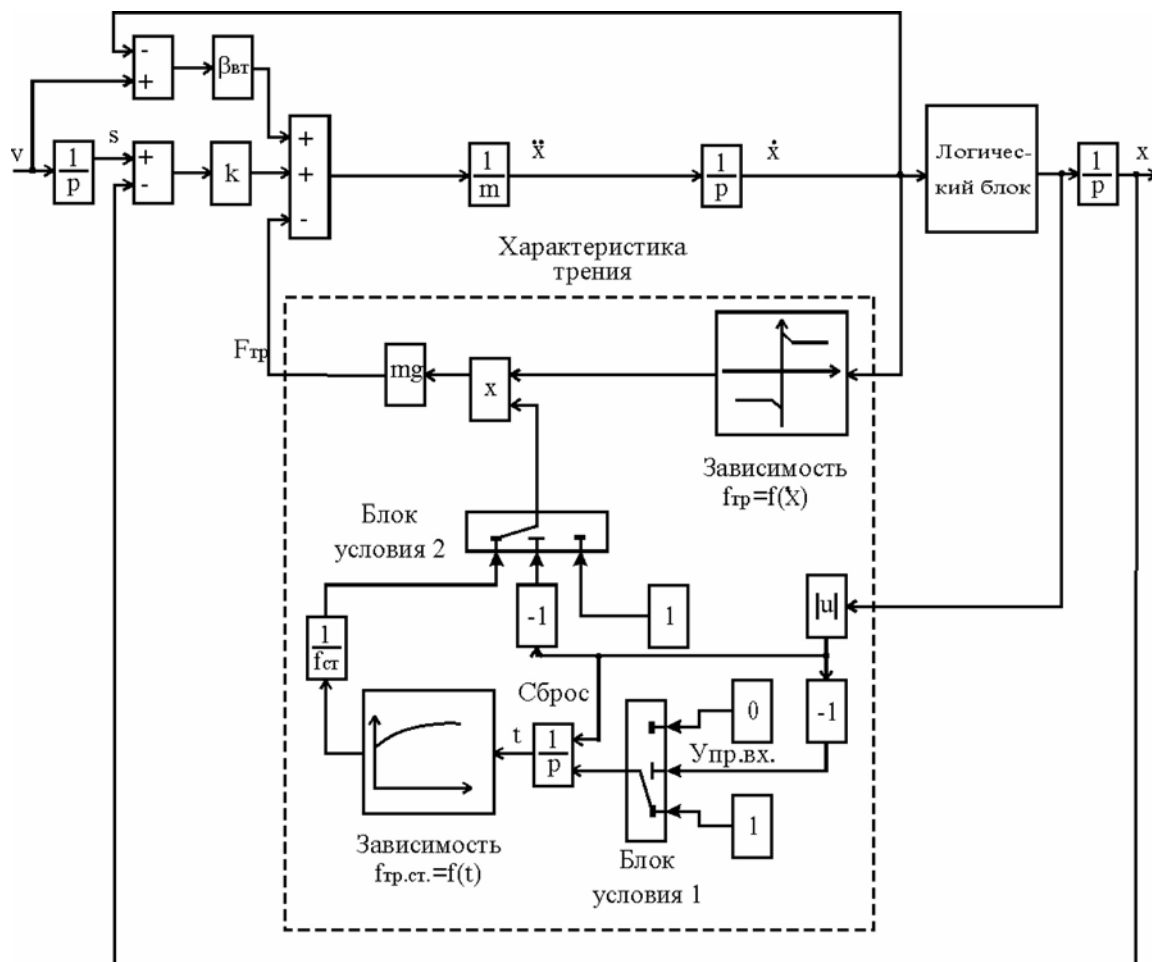


Рисунок 9.11 – Математическая модель, учитывающая увеличение силы трения покоя от времени неподвижного контакта

Этот сигнал, проходя через блок условия 2, умножается на коэффициент трения покоя. В момент срыва ползуна $\dot{x} \neq 0$ на управляющем входе блока условия 1 появляется отрицательная величина, что приводит к его переключению на 0, а интегратор передним фронтом скачка \dot{x} обнуляется. Одновременно переключается блок условия 2 и на блок умножения подается единица, что приводит в действие блок компьютерной модели характеристики трения. При следующей остановке цикл повторяется.

Результаты компьютерного моделирования с учетом реологического фактора представлены на рис. 9.12 и подтверждают данные физического эксперимента:

- после длительной остановки амплитуда скорости первого скачка при срывных АКФ и затухающем переходном процессе больше последующих;

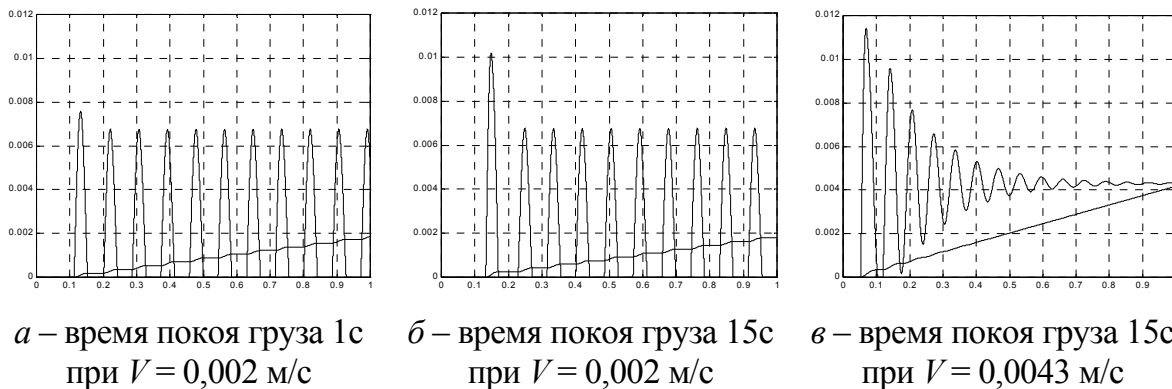


Рисунок 9.12 – Переходные процессы скорости и перемещения груза при различном времени неподвижного контакта

- с ростом времени неподвижного контакта амплитуда скорости первого скачка возрастает;
- непродолжительные остановки практически не оказывают влияния на амплитуду скачка;
- с увеличением скорости скольжения до критической $V_{кр}$ амплитуда срывных АКФ возрастает, что находится в соответствии с соотношением (9.23). С физической точки зрения это объясняется не только бóльшим управляющим воздействием, но в некоторой степени и бóльшим вбросом в систему колебательной энергии за время перемещения по падающему участку характеристики трения.

Таким образом, исходя из удовлетворительного совпадения при моделировании и эксперименте значений критической скорости, периода срывных фрикционных автоколебаний и их формы можно заключить, что предложенная компьютерная модель характеристики трения в достаточной мере адекватна. Это позволяет использовать ее в дальнейшем при моделировании электроприводов с фрикционной нагрузкой при медленных перемещениях.

9.3. Оценка влияния параметров разомкнутой электромеханической системы

В главах 2 и 3 было показано, что динамические свойства электропривода существенно влияют на условия возникновения и характеристики нерелаксационных (близких к гармоническим) автоколебаний (АКФ 2-го рода), порожденных наличием в нелинейной характеристике трения падающего участка.

Однако срывные АКФ имеют свою специфику: во-первых, перво-причиной их является скачкообразное снижение коэффициента трения при переходе от неподвижного контакта поверхностей к скольжению; во-вторых, характер движения прерывистый – движение чередуется с остановками.

Поэтому имеет смысл рассмотреть, как влияют параметры электро-механической системы на ее движение при характеристике трения, свой-ственной медленным скольжениям.

Прежде всего посмотрим, возможны ли срывные АКФ в одномассовой ЭМС, т. е. при абсолютно жесткой кинематической связи меж-ду движущимися частями, функциональная схема которой представлена на рис. 9.13, *а*. В схеме ЭД – электродвигатель, ПМ – переда-точный механизм, РО – рабочий орган. Вид характеристики трения примем такой же, как и в разделе 9.1, т. е. без падающего участка (рис. 9.1, *б*).

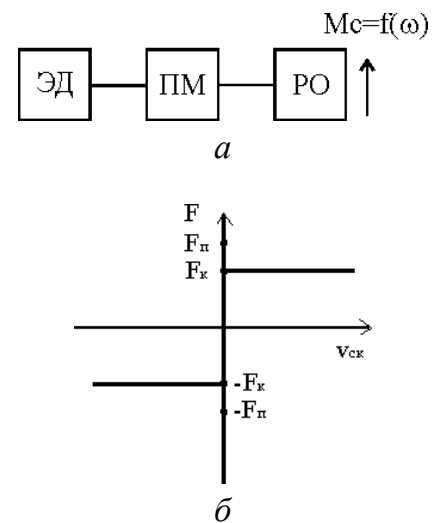


Рисунок 9.13:

а – функциональная схема
б – характеристика трения

Структурная схема рассматриваемой сис-темы в физических параметрах представлена на рис. 9.14, *а*, и в обобщенных безразмерных параметрах – на рис. 9.14, *б*. Принято, что механическая характеристика электропривода линейна и ее модуль жесткости равен β . Напомним, что для исследуемой ЭМС безразмерные величины равны: $p^* = pT_3$; $m = T_M / T_3$, а $t^* = t / T_3$.

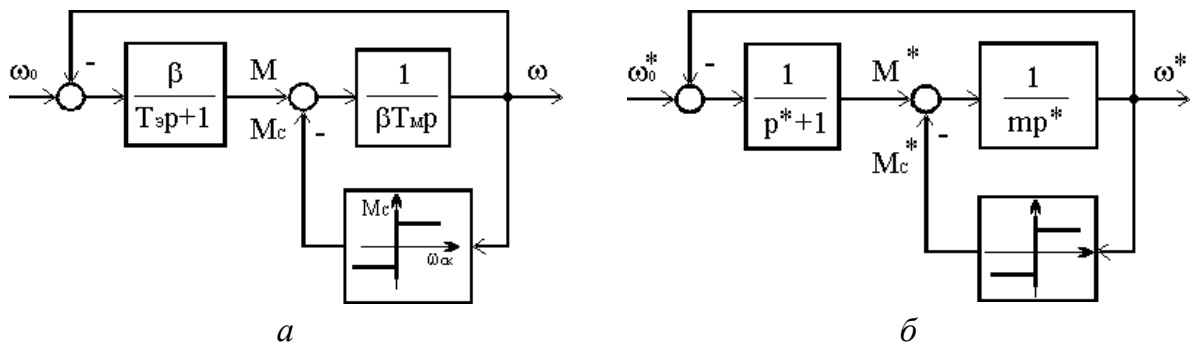


Рисунок 9.14 – Структурные схемы одномассовой ЭМС
а) в физических; б) в обобщенных безразмерных параметрах

После скачкообразного задания скорости движение системы будет содержать 2 характерных этапа. На первом ЭД остается неподвижным и происходит нарастание его движущего момента до значения M_{Π}^* по закону

$$M^* = \omega_0^*(1 - e^{-t^*}). \quad (9.29)$$

В момент времени

$$t_1^* = \ln \frac{1}{1 - \frac{M_{\Pi}^*}{\omega_0^*}} \quad (9.30)$$

$M^* = M_{\Pi}^*$ происходит скачкообразное изменение момента до значения M_K^* и начинается движение, которое, как нетрудно показать, описывается уравнением

$$\frac{d^2 \omega^*}{dt^{*2}} + \frac{d\omega^*}{dt^*} + \frac{\omega^*}{m} = \frac{\omega_0^* - M_K^*}{m}. \quad (9.31)$$

Движение имеет колебательный характер, если выполняется условие $m < 4$. При этом скорость ω^* изменяется по закону

$$\omega^* = \omega_m^* e^{-\alpha t^*} \sin(\Omega^* t^* - \Psi) + \omega_0^*. \quad (9.32)$$

Необходимым условием возникновения срывных АКФ является наличие первой остановки. Это возможно лишь в том случае, если амплитуда колебательной составляющей больше ω_0^* . В этом случае на отрицательной полуволне синусоиды произойдет остановка.

В разделе 9.1 показано, что для принятого вида характеристики трения при $M_{\Pi}^* > M_K^*$ выполняется условие $\omega_m^* > \omega_0^*$, поэтому если бы не было затухания (т. е. $\alpha = 0$), то срывные АКФ и в одномассовой системе всегда бы имели место. С учетом затухания колебательной составляющей для рассматриваемой системы и имеющих место в реальных условиях $M_{\Pi}^* / M_K^* \leq 1,1 \div 1,5$ условие возникновения срывных автолебаний выполняется лишь при $m \leq 0,1$, что на практике маловероятно.

На рис. 9.15 показаны расчетные временные диаграммы срывных АКФ в одномассовой ЭМС. Обращает внимание сильное демпфирующее влияние параметра $m = T_m / T_3$, возрастающее с его увеличением, что проявляется при сопоставлении значений амплитуд колебаний при одних и тех же значениях $M_{\text{п}}^* / M_{\text{к}}^*$, но при разных значениях m .

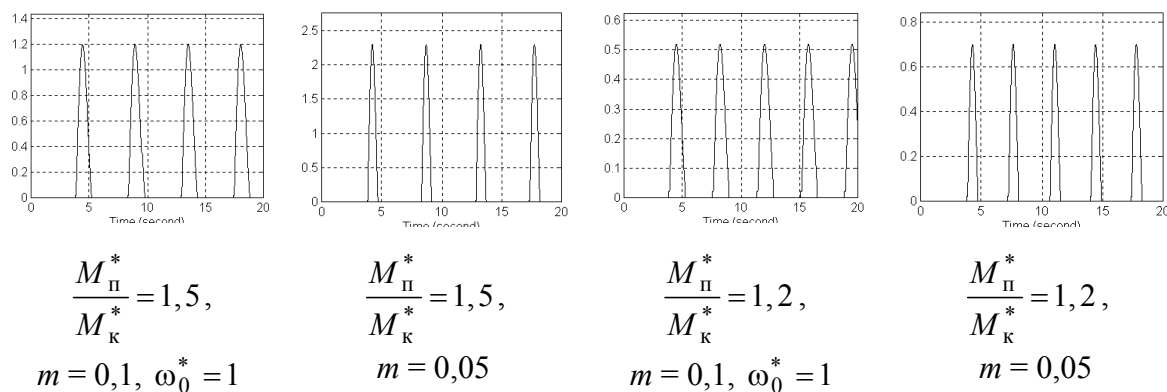


Рисунок 9.15 – Срывные АКФ в одномассовой ЭМС при $m \leq 0,1$

Полученный результат представляет интерес лишь в теоретическом отношении. В реальных электроприводах значения $m \leq 0,1$ маловероятны, а, следовательно, срывные электромеханические АКФ в одномассовой ЭМС также маловероятны.

Оценим влияние на срывные АКФ параметров двухмассовой электромеханической системы с упругой кинематической связью. Оценку произведем путем сопоставления рассчитанных на компьютере временных диаграмм электромеханической и механической систем, приняв в качестве базовых данные экспериментальной установки проф. Эльясберга М.Е. [88], и первый вариант аппроксимации характеристики трения (см. рис. 9.4).

Компьютерная модель исследуемой системы в структурной форме и вид характеристики трения представлены на рис. 9.16.

Компьютерные расчеты выполнялись при задании на вход моделей скачкообразного сигнала управления: для электромеханической системы – линейной скорости подачи $V = r\omega_0$, где r – радиус приведения кинематической схемы.

Результаты моделирования для базовой ЭМС с параметрами $T_{36} = 5,75$ мс, $\beta = 1,81$ Нмс, $m = 202$ кг, жесткость упругой связи $K = 1,91 \cdot 10^6$ Н/м, $\beta_{\text{в.т.}} = 33623$ нс/м представлены на рис. 9.17. Временные

диаграммы скорости $V_{ск}$ и перемещения второй массы электромеханической системы выполнены сплошными линиями, а механической – пунктирными.

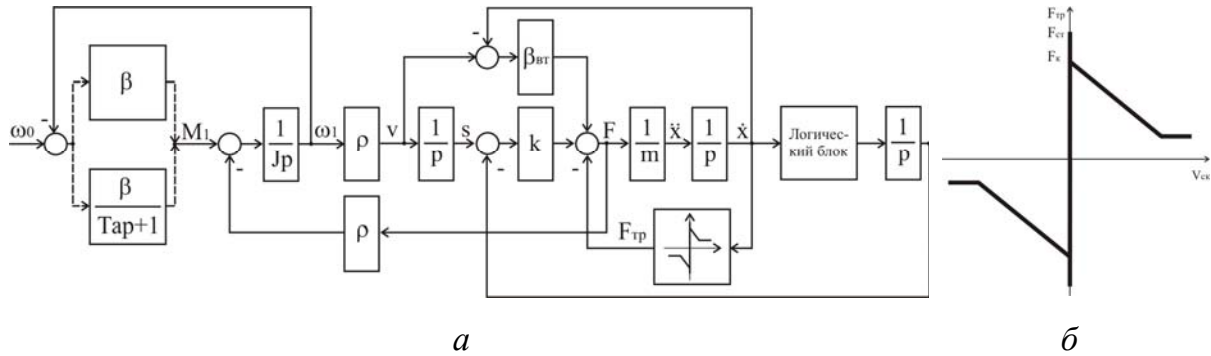


Рисунок 9.16 – Структурная схема электромеханической системы и вид характеристики трения

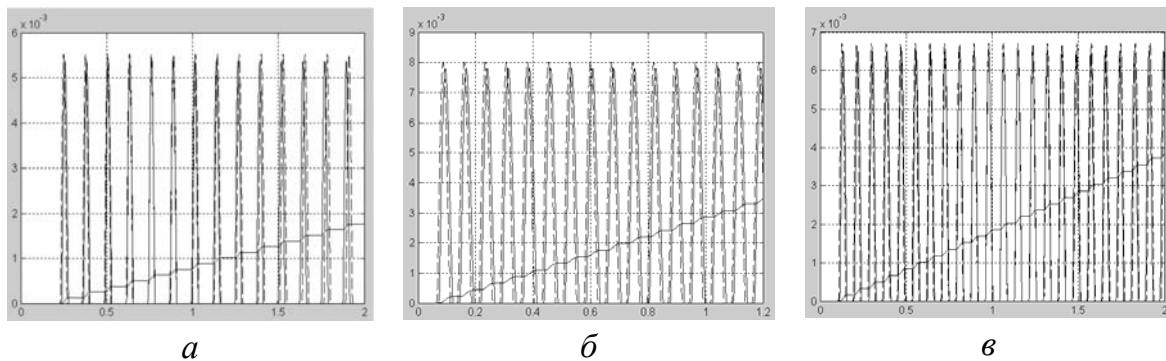


Рисунок 9.17 – Временные диаграммы при различных скоростях подачи
 ————— в ЭМС при базовых параметрах электропривода;
 - - - - - в механической системе

Сопоставление данных диаграмм позволяет сделать вывод о том, что для обеих систем они близки по виду и характеризующим их величинам: частоте, амплитуде, длительности движения и остановки. Это говорит о том, что в условиях срывных АКФ для ЭМС с упругой связью демпфирующие свойства электропривода проявляются слабо. Расчеты показывают, что двукратное увеличение и уменьшение электромагнитной постоянной времени на характеристики срывных АКФ практически не влияет (рис. 9.18, а, б), но при переходе к непрерывному скольжению увеличение $Tэ$ приводит к ускорению затухания амплитуды колебаний (рис. 9.18, в)

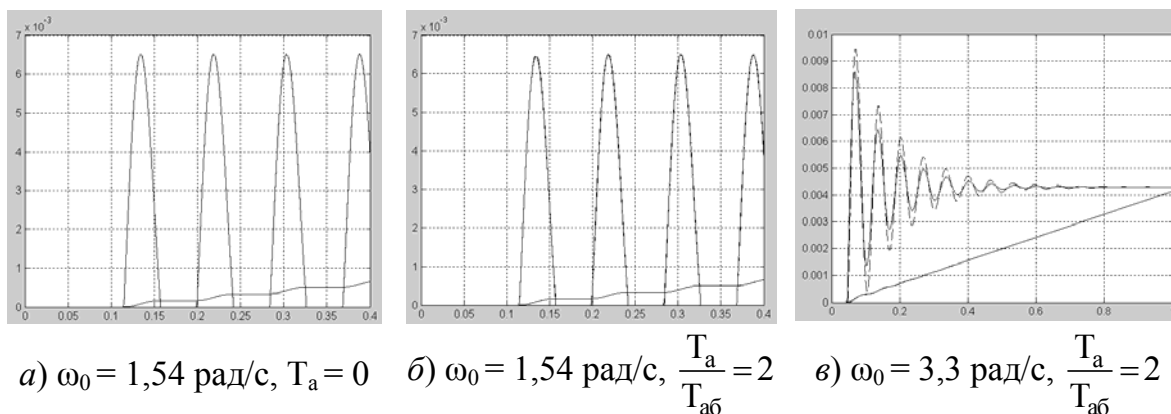


Рисунок 9.18 Временные диаграммы скорости и перемещения второй массы в ЭМС:

———— при базовых значениях параметра T_a
 - - - - при измененных значениях T_a

На рис. 9.19 показаны временные диаграммы, отображающие влияние жесткости механической характеристики электропривода β .

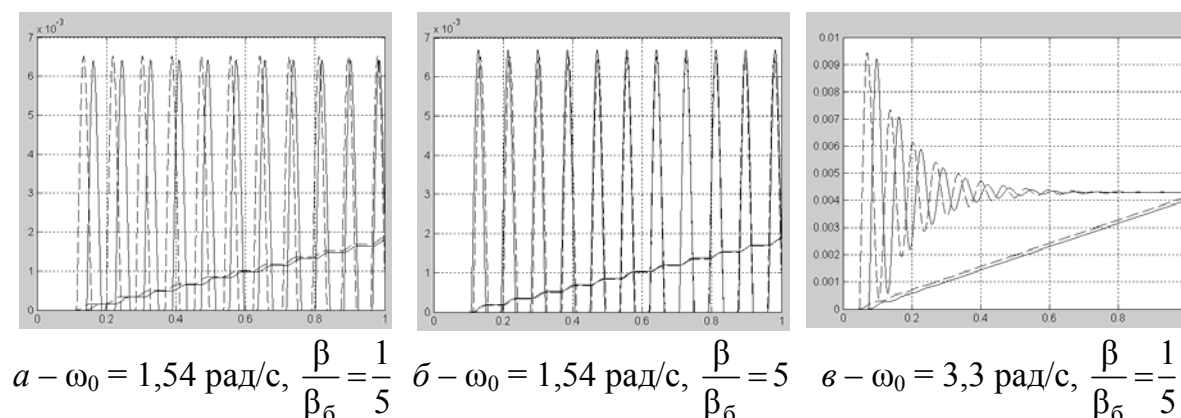


Рисунок 9.19 – Временные диаграммы скорости и перемещения второй массы в ЭМС:

- - - - - базовой; ————— с изменением β .

Снижение жесткости механической характеристики β проявляется в увеличении задержки трогания 2-й массы. Это объясняется тем, что т. к. в начальный момент движущий момент электродвигателя стал меньше, то требуется бóльшее время, чтобы движение 1-й массы (ротора) обеспечило угол закрутки упругой связи, достаточный для создания упругого момента, соответствующего силе трогания $F_{п}$.

Несколько необычно при срывных АКФ, по сравнению с непрерывными колебаниями, влияние увеличения коэффициента соотношения масс $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$, где приведенное значение момента инерции массы m равно $J_2 = mr^2$. Если при непрерывных упругих колебаниях увеличение γ существенно повышает демпфирующие свойства [61] электропривода, то при срывных АКФ этого не наблюдается (рис. 9.20).

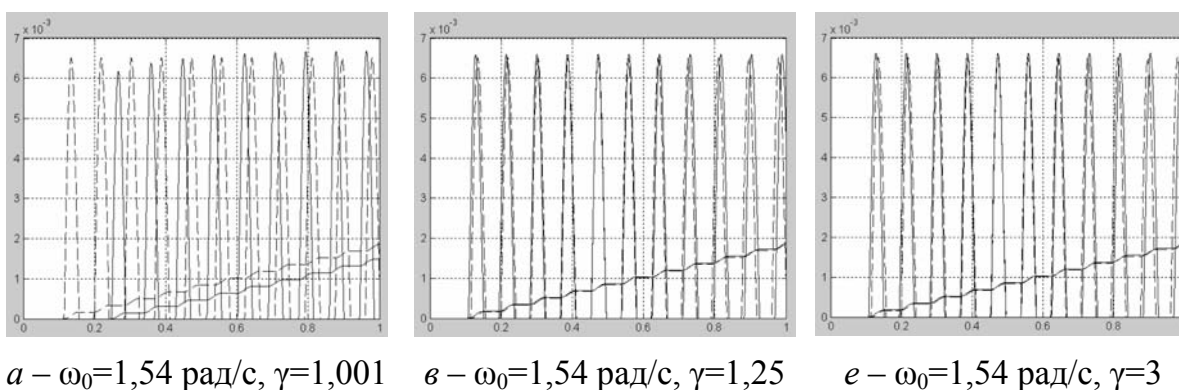


Рисунок 9.20 – Временные диаграммы скорости и перемещения второй массы в ЭМС:

— — — — — базовой; ————— с изменением J .

Большая задержка начала движения по сравнению с механической системой при $\gamma = 0,001$ вызвана тем, что данное значение γ было достигнуто многократным увеличением J_1 при базовом значении J_2 . Это привело к большому увеличению электромеханической постоянной времени $T_{м1} = J_1/\beta$ и увеличению времени закрутки упругой связи на угол, обеспечивающий достаточную для срыва в движение J_2 силу $F_{п.}$

Эффект повышения демпфирующей способности при увеличении γ трудно заметить, во-первых, вследствие кратковременности интервала движения в течение периода из-за большой жесткости упругой связи; во-вторых, так как каждый срыв происходит при одних и тех же начальных условиях.

Обобщая результаты выполненного моделирования, можно сделать вывод, что параметры разомкнутой электромеханической системы с практической точки зрения относительно слабо влияют на срывные автоколебания.

Известно, что улучшение динамических свойств электропривода может быть достигнуто в замкнутых ЭМС введением внешних обратных связей по его различным координатам, поэтому целесообразно изучить поведение таких систем с целью выяснения возможности устранения срывных АКФ средствами электропривода.

9.4. Электромеханические системы с типовыми внешними обратными связями

Безынерционные (жесткие) отрицательные обратные связи стабилизируют значение той координаты, по которой они осуществляются. Так как в рассматриваемом случае для повышения точности позиционирования целью регулирования является минимизация скорости движения без срывных АКФ, рассмотрим прежде всего возможность реализации этой цели за счет отрицательных обратных связей по скорости рабочего органа и электродвигателя.

Кроме того, как было ранее установлено, устранению срывных АКФ способствует демпфирующее действие внутреннего вязкого трения упругой связи. Но известно, что электропривод также оказывает демпфирующее действие на упругие колебания, причем до определенной степени тем большее, чем меньше жесткость статической механической характеристики электропривода [61]. Снижение жесткости обеспечивается отрицательной ОС по моменту (току) электродвигателя, поэтому рассмотрим также ЭМС с данным видом связи. Структурная схема электромеханической системы, по которой выполнялось компьютерное моделирование, показана на рис. 9.21.

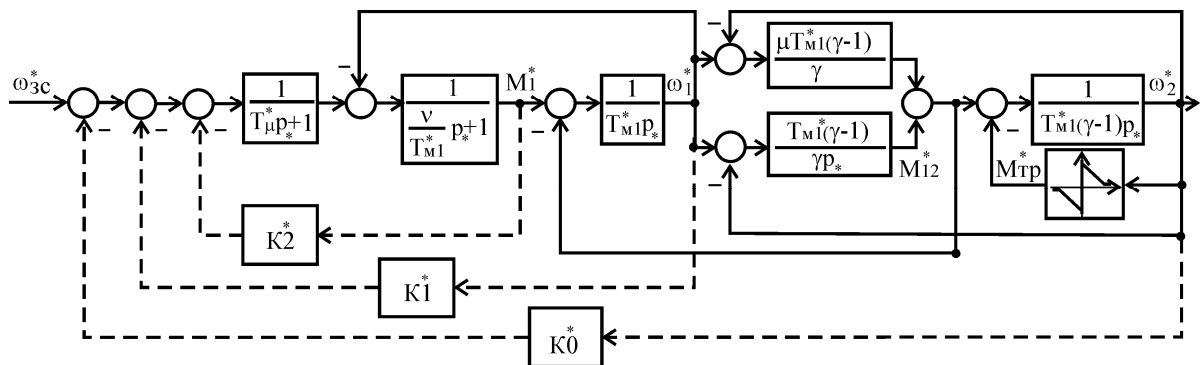


Рисунок 9.21 – Структурная схема двухмассовой ЭМС с обратными связями

Объектом управления является двухмассовая электромеханическая система в безразмерных параметрах, ранее описанная в разделе 2.6. Схема дополнена блоком полупроводникового преобразователя в виде апериодического звена 1-го порядка с относительной постоянной времени $T_{\mu}^* = T_{\mu} / \Omega_{12}$ и показанными пунктирными линиями обратными связями с коэффициентами передач: K_0^* – по скорости 2-й массы, K_1^* – по скорости электродвигателя и K_2^* – по моменту электродвигателя.

Моделирование для сравнения результатов производилось, как и ранее, по исходным данным механизма подачи металлорежущего станка. Не приводя обилия временных диаграмм, отметим лишь качественную оценку результатов моделирования.

Введение отрицательных ОС по скорости электродвигателя ω_1 и рабочего органа ω_2 не снижает критическую скорость. Это объясняется тем, что хотя эти связи повышают стабильность скорости в статическом режиме работы, повышают одновременно и колебательность системы. При этом выполнение условия устранения срывных АКФ – отсутствие останова на первой отрицательной полуволе скорости ω_2 – затрудняется.

Не привело к заметному снижению критической скорости и введение отрицательной ОС по моменту электродвигателя. Это можно объяснить тем, что снижение амплитуды отрицательной полуволны определяется не только увеличением коэффициента затухания α , а и временем ее достижения, т.к. быстрота затухания определяется сомножителем $e^{-\alpha t}$. Из-за большой жесткости упругой связи частота упругих колебаний настолько высока, что в течение первого периода после срыва амплитуда отрицательной полуволны оказывается достаточной для останова.

Наибольшее снижение критической скорости в 2 раза достигается одновременным замыканием всех трех отрицательных обратных связей: по ω_1 , M и ω_2 , а также системой модального управления, синтезированной на стандартный полином Баттерворта 5-го порядка. Однако в связи со сложностью практической реализации из-за большого числа измеряемых координат вышеуказанный вывод имеет лишь теоретическое значение.

Одной из широко распространенных систем современного автоматизированного электропривода является система подчиненного регулирования (СПР).

Структурная схема данной системы в физических параметрах представлена на рис. 9.22, а, а в обобщенных безразмерных – на рис. 9.22, б.

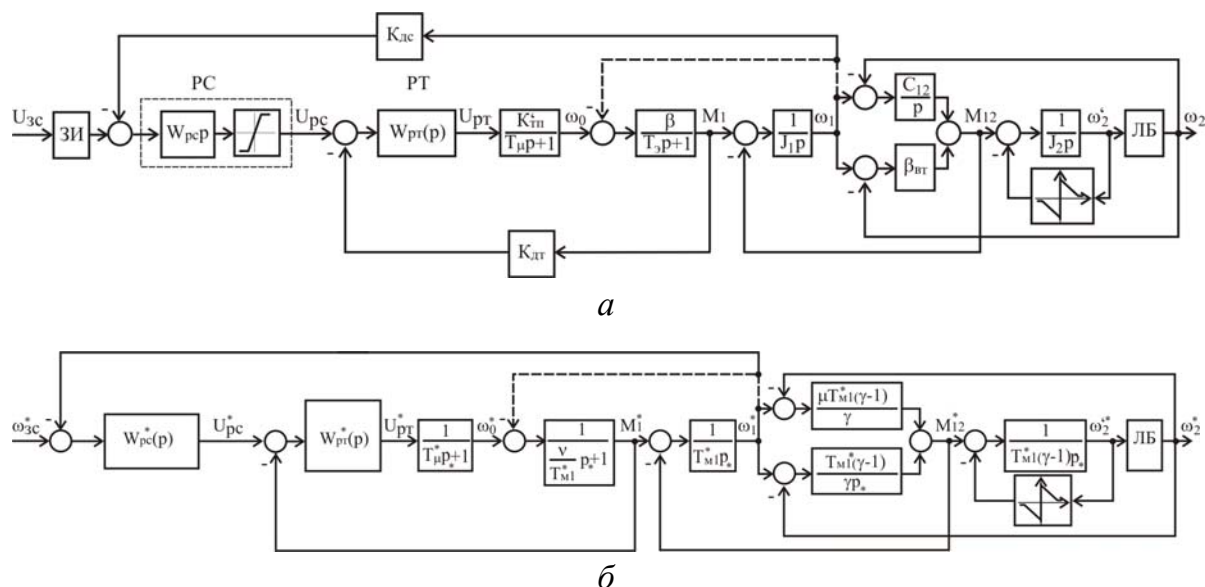


Рисунок 9.22 – Структурные схемы систем подчиненного регулирования при медленных перемещениях:
a – в физических параметрах; *б* – в обобщенных параметрах

Блоки схем обозначены:

РС – регулятор скорости, включающий звено ограничения;

РТ – ПИ регулятор тока;

ЛБ – логический блок, функционирующий, как описано в разделе 9.2, в зависимости от состояния покоя и движения;

ЗИ – задатчик интенсивности, позволяющий проверить возможность устранения срывных АКФ путем плавного задания управляющего воздействия.

Пунктирно обозначенная естественная ОС по скорости электродвигателя отражает факт моделирования как с учетом, так и при пренебрежении влиянием данной связи.

Передаточные функции регуляторов скорости и тока обозначены, соответственно, как $W_{pc}(p)$ и $W_{pt}(p)$, а датчиков момента (тока) и скорости электродвигателя – $K_{дс}$ и $K_{дт}$.

Компьютерное моделирование динамики системы выполнялось при традиционных настройках контуров с П-регулятором скорости и ПИ-регулятором тока на модульный оптимум и с ПИ-регуляторами тока и скорости – на симметричный оптимум, как с учетом, так и без учета влияния естественной ОС по скорости ЭД. Примеры расчетных временных диаграмм приведены на рис. 9.23.

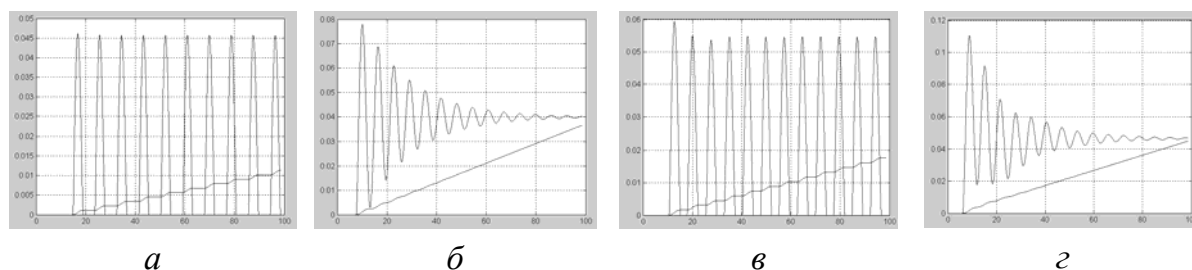


Рисунок 9.23 – Переходные процессы скорости и перемещения рабочего органа:
а, б – при настройке на модульный оптимум;
в, г – на симметричный оптимум

На диаграммах кривые, представленные штрихами, отражают изменение скорости рабочего органа, а возрастающие кривые – его перемещение.

Анализ результатов по данным ранее рассмотренного базового объекта регулирования – электропривода механизма подачи металлорежущего станка для традиционных настроек регуляторов, а также ряда нетрадиционных [116] приводит к следующим выводам:

1. Исполнение электропривода по принципу подчиненного регулирования с традиционными настройками регуляторов на модульный либо симметричный оптимум не устраняет возникновение срывных АКФ.

2. Внутренняя отрицательная обратная связь по ЭДС электродвигателя не влияет на амплитуду и частоту срывных АКФ.

3. Нетрадиционные настройки регуляторов также не устраняют возникновение срывных АКФ, а в некоторых случаях даже ухудшают показатели качества переходных процессов по сравнению с традиционными настройками.

Тот факт, что применение принципа подчиненного регулирования контуров не устраняет срывных АКФ может быть объяснен следующим. В [61] показано, что передаточная функция контура регулирования тока с ПИ-регулятором может быть заменена апериодическим звеном 1-го порядка с малой постоянной времени по сравнению с электромагнитной постоянной разомкнутой системы электропривода T_3 . Это означает, что физическая природа срывных АКФ для СПР будет такой же, как и в случае ранее описанной в разделе 9.3 разомкнутой электромеханической системы.

Рассмотрим возможность снижения критической скорости разомкнутой ЭМС (рис. 9.16) за счет плавного пуска и ограничения сигнала задания скорости $\omega_{з.с.}^*$ после срыва рабочего органа в движение. Предпо-

сылкой такого исследования является тот факт, что плавная подача сигнала задания создает возможность во время 1-го колебания снижения (по сравнению с прямым пуском) введенной в систему колебательной энергии.

Действительно, представленная на рис. 9.24, *а* фазовая траектория движения разомкнутой системы при прямом пуске показывает, что амплитуда момента, а, следовательно, и тока I_m электродвигателя, на первом колебании достигает больших значений. В свою очередь, это свидетельствует о больших значениях электромагнитной энергии, запасаемой в индуктивности L_3 силовой цепи электродвигателя $W = L_3 I_m^2 / 2$.

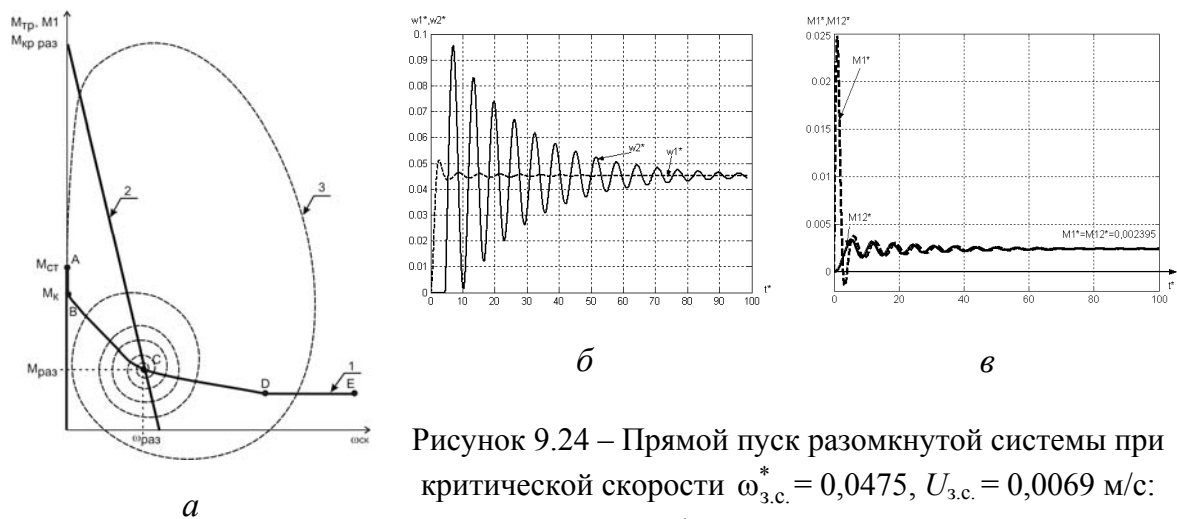


Рисунок 9.24 – Прямой пуск разомкнутой системы при критической скорости $\omega_{3,с.}^* = 0,0475$, $U_{3,с.} = 0,0069$ м/с:

а – фазовая траектория;
б, в – временные диаграммы

Рассеивание этой энергии без остановки обеспечивается за счет того, что рабочая точка в процессе первого колебания выходит по характеристике трения после крутого падающего участка ВС, на котором ввод колебательной энергии превышал ее рассеивание, на участки СД и ДЕ, на которых преобладает рассеивание. Такому переходному процессу соответствует расположение точки статического равновесия С, критическая скорость скольжения $\omega_{раз}$ (рис. 9.24, *а*) и временные диаграммы ω_1^* , ω_2^* , M_1^* , M_{12}^* (рис. 9.24, *б, в*).

Прямой пуск на малой скорости приводит к возникновению срывных АКФ (рис. 9.25).

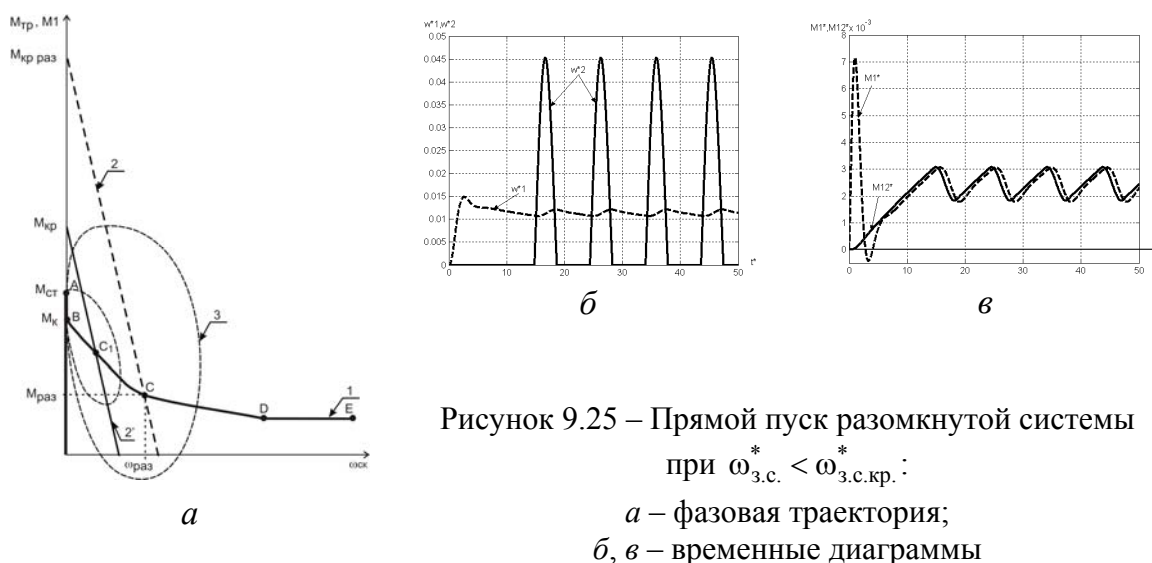


Рисунок 9.25 – Прямой пуск разомкнутой системы при $\omega_{з.с.}^* < \omega_{з.с.кр.}^*$:
 а – фазовая траектория;
 б, в – временные диаграммы

Из фазовой траектории видно, что снижение скорости задания $\omega_{з.с.}^*$ исключило возможность выхода рабочей точки при первом колебании на участок наиболее интенсивного рассеивания колебательной энергии ДЕ. В результате этого произошла остановка рабочего органа и установление срывных АКФ, о чем свидетельствует наличие замкнутого цикла в фазовой траектории (рис. 9.25, а) и временные диаграммы скоростей ω_1^* , ω_2^* и моментов M_1^* , M_{12}^* (рис. 9.25, б, в).

Плавное нарастание сигнала задания $\omega_{з.с.}$ обеспечивает плавное увеличение упругого момента M_{12} до значения момента трения покоя $M_{ст}$, после чего происходит скачкообразное снижение момента трения до значения M_k и начинается движение рабочего органа. При этом изменение скорости рабочего органа будет носить колебательный характер, свойственный двухмассовой ЭМС с упругой кинематической связью. Очевидно, если выбрать интенсивность нарастания сигнала задания такой, что за время первого колебания рабочая точка будет уведена на новую механическую характеристику в сторону больших скоростей скольжения до такого значения, что остановка не произойдет, то срывные АКФ не возникнут.

На рис. 9.26, а, б представлены временные диаграммы возможности реализации вышеописанного способа пуска.

Компьютерное моделирование показало, что подобным управлением для рассматриваемой ЭМС удастся снизить критическую скорость $v_{кр}$ по сравнению с аналогичной скоростью разомкнутой системы при прямом пуске в 1,38 раза.

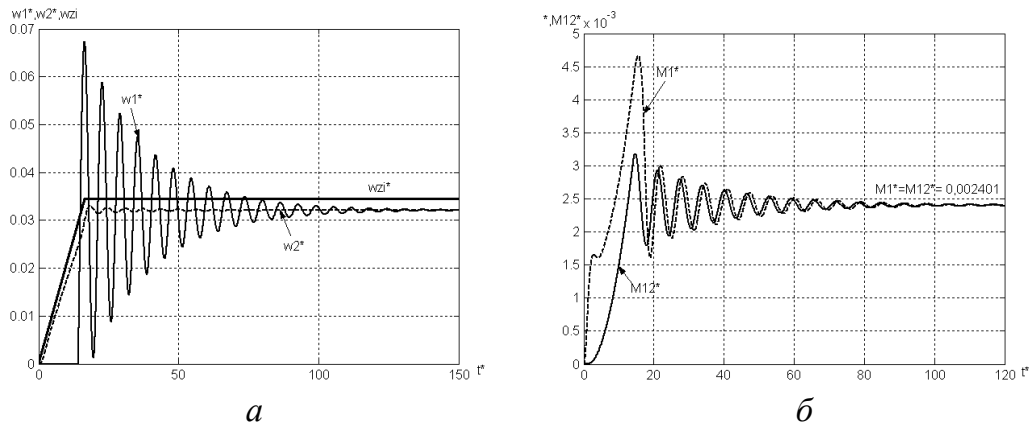


Рисунок 9.26 – Временные диаграммы при плавном пуске:

$$\omega_{3.c.}^* = 0,0345, \quad v_{3.c.} = 0,005 \text{ м/с};$$

a – диаграммы скоростей ω_1^* , ω_2^* ;

b – диаграммы моментов M_1^* , M_{12}^*

Общим выводом данного раздела следует считать, что все вышеизложенные в нем способы не обеспечивают радикального снижения критической скорости скольжения. Это говорит о целесообразности исследования новых способов управления двухмассовой ЭМС с нелинейным трением при медленных перемещениях.

9.5. Динамика электромеханических систем с нейрорегулированием

В главе 7 (разделы 7.5.1 и 7.5.2) была показана возможность устранения фрикционных автоколебаний 2-го рода (нерелаксационных) применением регуляторов, функционирующих по принципам нейронных сетей и синтезированных методом генетических алгоритмов.

Возможность устранения с помощью нейрорегулирования релаксационных (срывных) АКФ 1-го рода на скоростях перемещения меньших критической скорости скольжения разомкнутой системы рассмотрим на примере описанного в [60] электропривода механизма подачи металло-режущего станка. При исследовании учтено, что вследствие износа в кинематической части ЭМС может быть зазор, обладающий нелинейной характеристикой, так же, как и трение.

Структурная схема объекта управления – разомкнутой системы с зазором, представлена на рис. 9.27, a , а вид используемой при моделировании характеристики трения – на рис. 9.27, b .

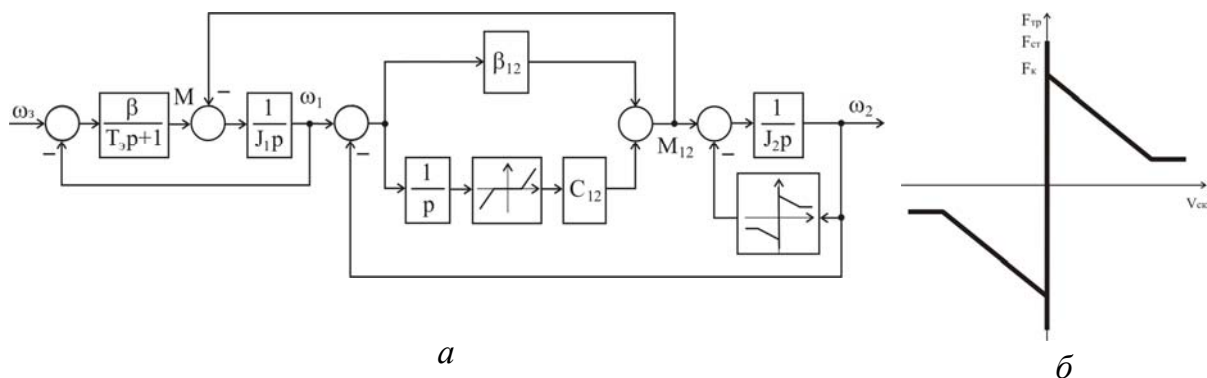


Рисунок 9.27 – Структурная схема ЭМС с зазором (а) и вид характеристик трения (б)

Параметры механической части ЭП в схеме приведены к скорости электродвигателя и соответствуют параметрам лабораторной установки, использованной при экспериментальных исследованиях [88].

Результаты компьютерного моделирования переходных процессов разомкнутой системы при скачкообразном задании скорости ниже критической ($V_{кр} = 4,3$ мм/с, что соответствует $\omega_{кр} < 3,3$ рад/с) приведены на рис. 9.28, а, б.

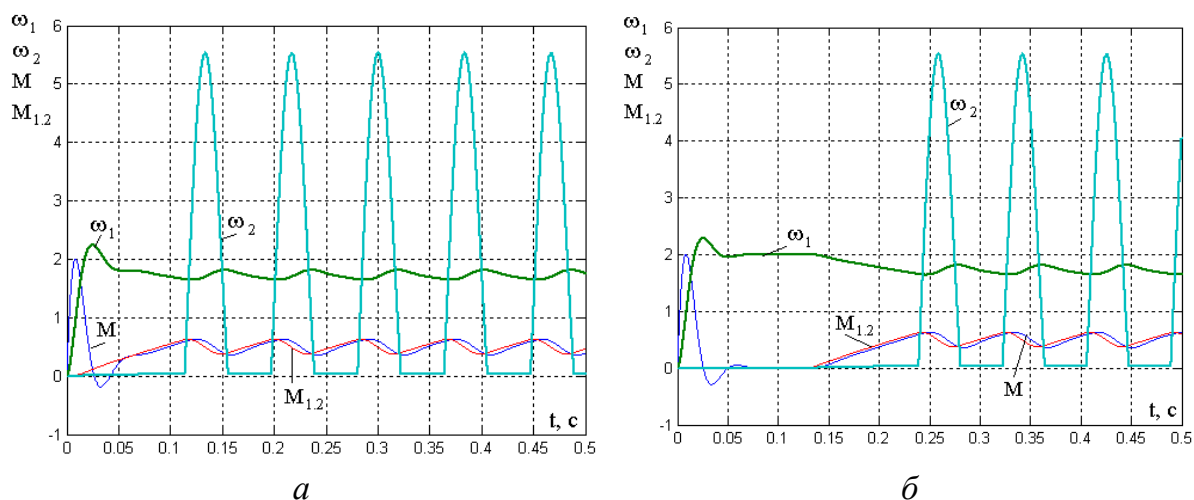


Рисунок 9.28 – Переходные процессы в разомкнутой системе:
а – без зазора; б – с зазором $\Delta\varphi = 0,5$ рад

Временные диаграммы подтверждают, что при скорости ниже критической в данной системе возникают срывные АКФ. Из диаграмм видно, что их отличие заключается в задержке начала возникновения АКФ, необходимой для выбора зазора. Характер и значения характеризующих колебания величин (амплитуда, частота) одинаковы, так как вследствие

остановок направление скорости ω_2 не изменяется, а, следовательно, размыкание зазора не происходит, и в обоих случаях каждое колебание происходит при одних и тех же начальных условиях.

Возможность устранения срывных АКФ нейрорегулятором проверим, используя эффективно проявившую себя при устранении АКФ 2-го рода нейронную сеть типа «персептрон»,

имеющую 10 нейронов в скрытом слое с трансигмоидальными активационными функциями (рис. 9.29). В качестве входных сигналов используем сигнал задания ω_3 (вход 1), легко измеряемые координаты электропривода: скорость электродвигателя ω_1 и исполнительного органа ω_2 , а также сигналы от этих скоростей с задержкой. Подобный набор входных сигналов позволяет нейронной сети реагировать на динамику изменения координат, повышая качество регулирования.

Структурная схема двухмассовой ЭМС с нейрорегулятором НС и зазором представлена на рис. 9.30.

Синтез нейронной сети производился методом генетических алгоритмов путем минимизации подтвердившего свою эффективность критерия

$$F = \sqrt{\int_0^{t_{\text{нп}}} (\omega_3 - \omega_2)^2 K \cdot t dt}, \quad (9.33)$$

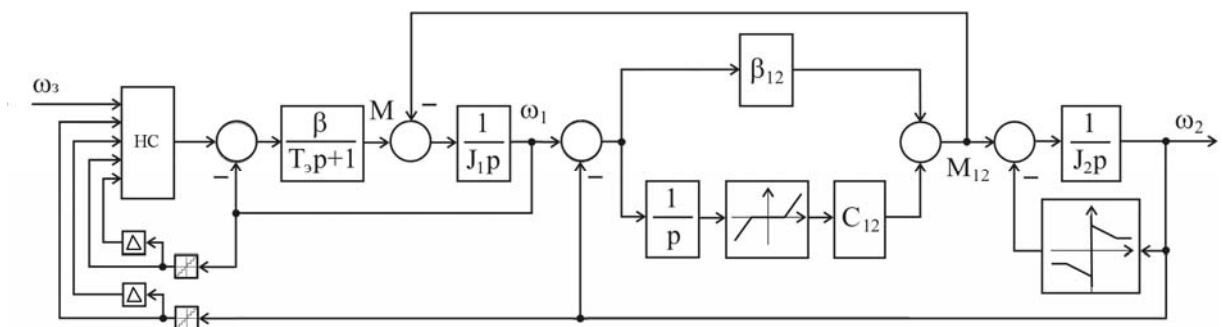


Рисунок 9.30 – Структурная схема исследуемой ЭМС с нейрорегулятором

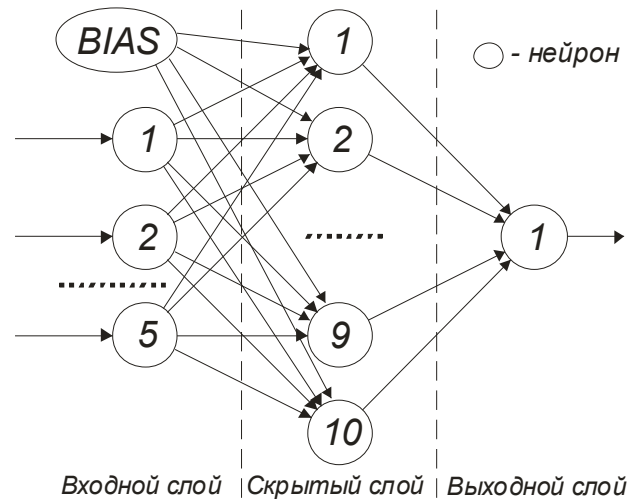


Рисунок 9.29 – Схема нейронной сети

где $t_{\text{пп}}$ – время переходного процесса;

K – коэффициент усиления влияния критерия.

При синтезе использовались следующие характеристики: коэффициент давления отбора – 10 %; математическое ожидание кроссовера – 1; дисперсия мутации – 0,002; вероятность транслокаций – 0,01; вероятность инверсии – 0,01; всего особей (хромосом) – 10; приспособленность особей рассчитывалась только для новых. Пределы весовых коэффициентов и сдвигов в процессе поисковой минимизации критерия F составляли $[-1; +1]$.

Чтобы оценить возможность использования одной настройки нейронной сети (фиксированных значений весовых коэффициентов и сдвигов) при разных значениях зазора, выполнено моделирование для двух систем: при отсутствии зазора $\varphi = 0$ и при $\Delta\varphi = 0,5$ рад.

На рис. 9.31 показаны результаты расчетов отработки перемещения для этих ЭМС, из которых следует, что практически отличие заключается лишь в наличии некоторой задержки начала движения системы с зазором.

На рис. 9.32 представлены временные диаграммы компьютерного моделирования вышеуказанных систем.

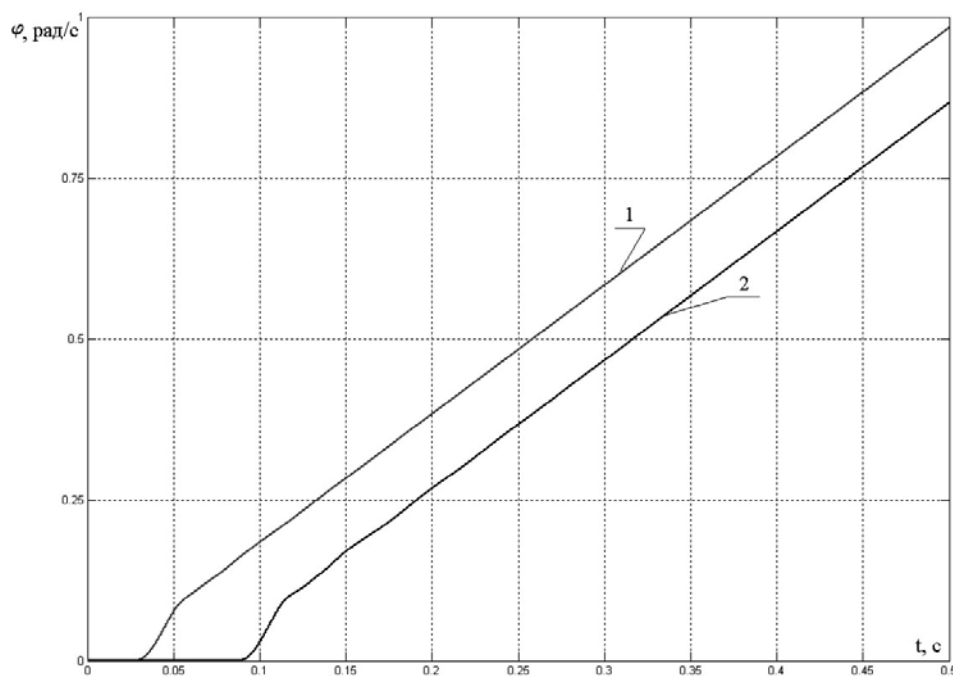


Рисунок 9.31 – Отработка перемещения электромеханической системой с нейрорегулятором:

- 1 – при отсутствии зазора;
- 2 – при наличии зазора $\Delta\varphi = 0,5$ рад

Главный вывод – применение нейроконтроллера, реализующего структуру нейронной сети типа «персептрон» и синтезированного путем минимизации предложенного критерия, устранило срывные АКФ, имевшие место в разомкнутой системе на скорости скольжения более чем в 1,5 раза ниже критической. Это свидетельствует об эффективности данного метода.

Временные диаграммы моментов электродвигателя M и упругого M_{12} на рис. 9.32 указывают, что устранение первой остановки и, как следствие, срывных АКФ, достигнуто благодаря выходному сигналу нейроконтроллера, обеспечившему знакопеременный характер повышенной частоты моментов M и M_{12} . При этом следует отметить, что обеспечиваемый нейронной сетью характер изменения движущего момента M полностью согласуется с логикой действий человека, если бы он стремился минимизировать скорость, не допустив остановок скользящей массы на начальном этапе проскальзывания.

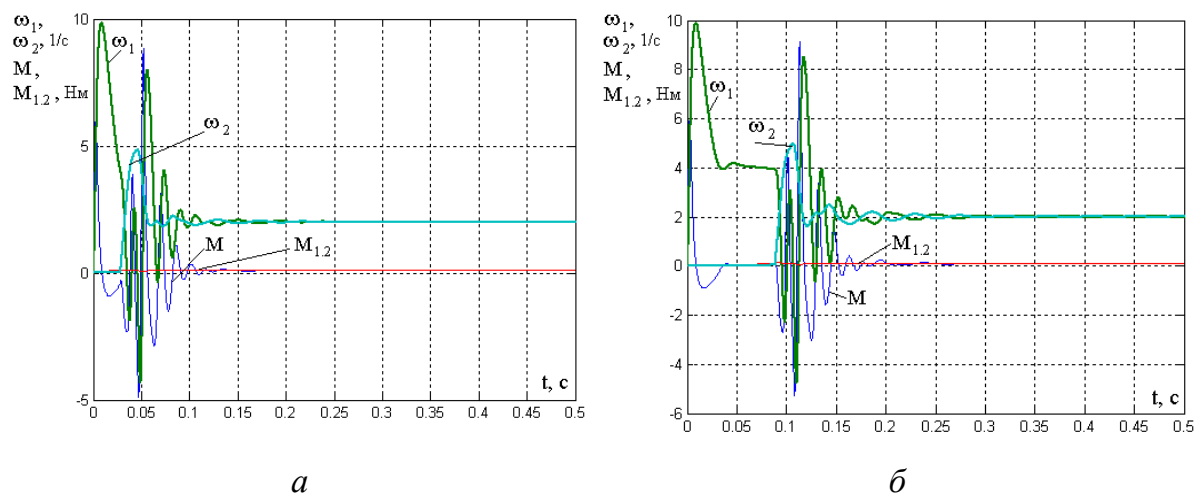


Рисунок 9.32 – Переходные процессы в системе с нейрорегулятором:
 a – без зазора; b – с зазором $\Delta\varphi = 0,5$ рад

Не останавливаясь подробно на процессе исследования, представляется целесообразным привести некоторые результаты компьютерных расчетов по оценке влияния динамическую устойчивость изменения параметров по отношению к базовым параметрам ранее синтезированной ЭМС с нейрорегулятором.

Изменение момента инерции J_1 в пределах $(-50 \div 23 \%) J_{1\delta}$ не вызвало срывных АКФ, но превышение данного диапазона сопряжено с их возникновением. Наличие зазора незначительно сокращало вышеуказанный диапазон $(-50 \div 11 \%) J_{1\delta}$.

Незначительное снижение момента инерции J_2 приводит к срывным АКФ, в то время, как существенное увеличение этого параметра динамическую устойчивость не нарушает. Допустимый диапазон изменения J_2 составлял $(-26,7 \div 400 \%) J_{1\delta}$.

Допустимый диапазон изменения жесткости упругой связи C_{12} без потери динамической устойчивости составлял $(-62,5\% \div 86,6\%) C_{12\delta}$. Наличие зазора сокращало этот диапазон до $(-37,5 \div 62,6 \%) C_{12\delta}$.

Отсутствие срывных АКФ имело место при изменении электромагнитной инерционности T_3 в пределах $(-33,5 \div 58,2 \%) T_{3\delta}$.

Однако, несмотря на сохранение устойчивости при изменении параметров в указанных пределах, динамические показатели регулирования изменялись. Целесообразность перенастройки нейроконтроллера в каждом конкретном случае следует определять, исходя из требований технологического процесса.

9.6. Релейное управление при медленных перемещениях

Вид временных диаграмм при синтезированном в 9.5 нейронном управлении подтвердил обоснованность физической предпосылки устранения срывных АКФ созданием знакопеременного движущего момента на начальном этапе движения, что привело к постановке задачи исследования динамики двухмассовой ЭМС с релейным регулятором.

Синтез релейной системы управления, работающей в скользящем режиме, как решение обратной задачи динамики, описан в работе [115]. В основу синтеза, основанного на матричных методах, положена процедура определения релейного закона управления, алгоритм которой представлен в [27]. Не останавливаясь на деталях синтеза, отметим некоторые, связанные с ним моменты.

В качестве объекта управления рассматривалась двухмассовая ЭМС с нелинейным трением, задаваемым компьютерной характеристикой вида (рис. 9.5). Структурная схема данной ЭМС представлялась в безразмерных обобщенных параметрах и с безразмерным оператором $p_* = p / \Omega_{12}$ (рис. 9.33).

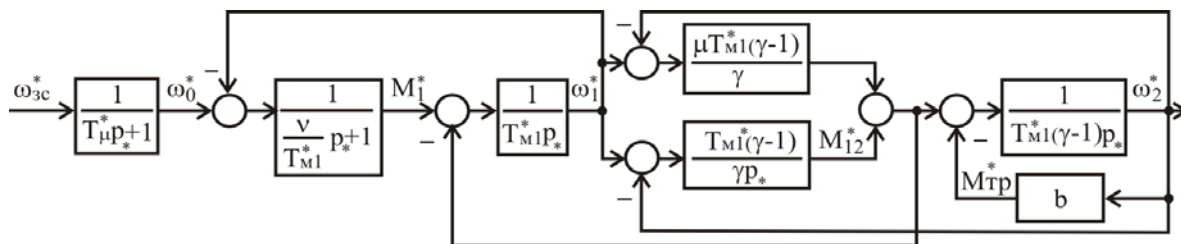


Рисунок 9.33 – Структурная схема объекта регулирования

В результате синтеза получен закон управления релейного регулятора скорости в фазовом пространстве регулируемой координаты $z_1^* = x_1 = \omega_2^*$

$$x_{13} = -\text{sign}[d_1(z_1 - z_1^*) + d_2 p_* z_1 + d_3 p_*^2 z_1 + d_4 p_*^3 z_1 + p_*^4 z_1], \quad (9.34)$$

где d_1-d_4 – коэффициенты желаемого характеристического полинома замкнутой системы, определяемого, например, по методикам, описанным в 7.2.

Структурная схема синтезированной ЭМС в пространстве канонических координат имеет вид (рис. 9.34)

Обращает внимание структурное сходство синтезированной системы с системой с квазинейрорегулятором (рис. 7.18), синтезированным на устойчивость и заданные показатели ЭМС с ОВТ, в котором производные выходной координаты вычислялись по значениям ее сигналов с задержкой.

В физических фазовых координатах закон релейного управления имеет вид:

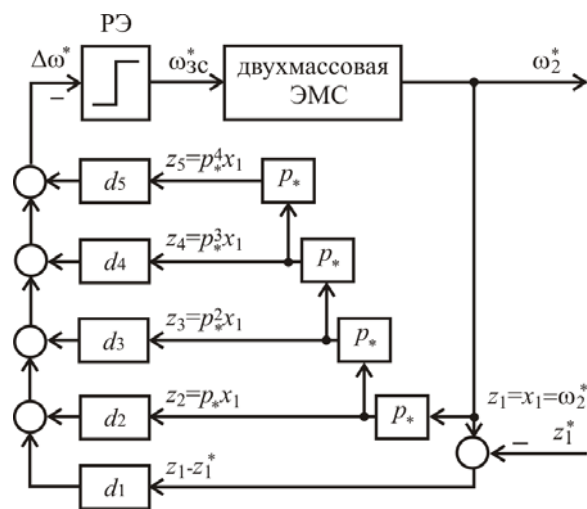


Рисунок 9.34 – Структурная схема с релейным регулятором в пространстве канонических координат

$$\omega_{3c}^* = -\omega_{3c \max}^* \text{sign} [l_1(x_1 - x_1^*) + l_2 x_2 + l_3 x_3 + l_4 x_4 + l_5 x_5], \quad (9.35)$$

где x_1^* – желаемое значение скорости ω_2 ;
 l_1-l_4 – коэффициенты обратных связей.

Структурная схема, реализующая данный закон управления, представлена на рис. 9.35

Компьютерное моделирование рассматриваемой системы с релейным регулятором в скользящем режиме подтверждает эффективность устранения данным путем срывных АКФ и многократное снижение критической скорости $V_{кр}$.

Однако из схемы рис. 9.35 видно, что ее практическая реализация затруднена как из-за большого числа обратных связей, так и из-за наличия трудноизмеряемой координаты – упругого момента M_{12} .

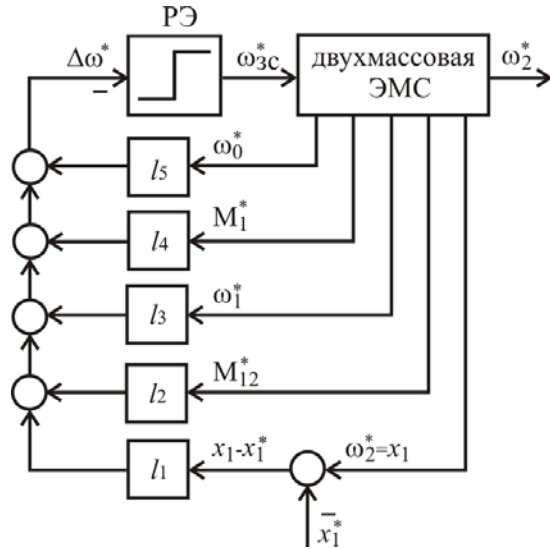


Рисунок 9.35 – Структурная схема с релейным регулятором в пространстве безразмерных физических координат

Глава 10.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С НЕЛИНЕЙНЫМ ТРЕНИЕМ. ФОРМЫ ФРИКЦИОННЫХ АВТОКОЛЕБАНИЙ

Переходные процессы возбуждения и затухания, а также установившийся режим фрикционных автоколебаний являются динамическими процессами, так как сопровождаются изменением во времени координат электропривода: токов, моментов, скоростей. При этом возбуждение и затухание автоколебаний относятся к категории нестационарных переходных процессов, в течение которых характеризующие процесс величины (амплитуда, частота, период) изменяются. Установившийся режим фрикционных автоколебаний представляет собой стационарный динамический процесс.

Любой переходный процесс является динамическим. В электромеханической системе с нелинейным трением он может также завершиться установившимся статическим режимом, при котором координаты электропривода сохраняются неизменными.

С технологической точки зрения переходные процессы в рассматриваемых системах возникают при пусках, остановках, изменении характеристики трения, параметров ЭП, управляющих воздействий.

Фрикционные автоколебания завершают нестационарный процесс их возбуждения и представляют собой предельный цикл этого процесса. Как показывают осциллограммы экспериментальных исследований электроприводов реальных машин и механизмов (рис. 1.4 а-н) формы этих автоколебаний различны.

При современном состоянии развития средств компьютерной техники расчет нестационарных процессов даже по сложной математической модели является чисто технической задачей. Поскольку процедура расчета формализована, а система нелинейна, для глубокого уяснения его результатов весьма важно понимать физическую сущность связанных с фрикционными автоколебаниями электромеханических процессов.

10.1. Физический анализ динамических процессов в одномассовой электромеханической системе с нелинейной фрикционной нагрузкой

Хотя в реальных условиях фрикционные автоколебания в одномассовой электромеханической системе наблюдаются редко, рассмотрим вначале одномассовую ЭМС, структурная схема которой представлена на рис. 10.1, а и в обобщенных безразмерных параметрах на рис. 2.25, з.

Это целесообразно не только потому, что на более простой системе легче уяснить физическую природу динамических процессов в ЭМС с нелинейным трением. Данная система входит как электротехническая

подсистема в двухмассовую ЭМС с упругой кинематической связью и играет в ней важную роль демпфирования упругих колебаний, возникающих в механической подсистеме. Соотношения параметров обеих подсистем влияют на форму фрикционных автоколебаний.

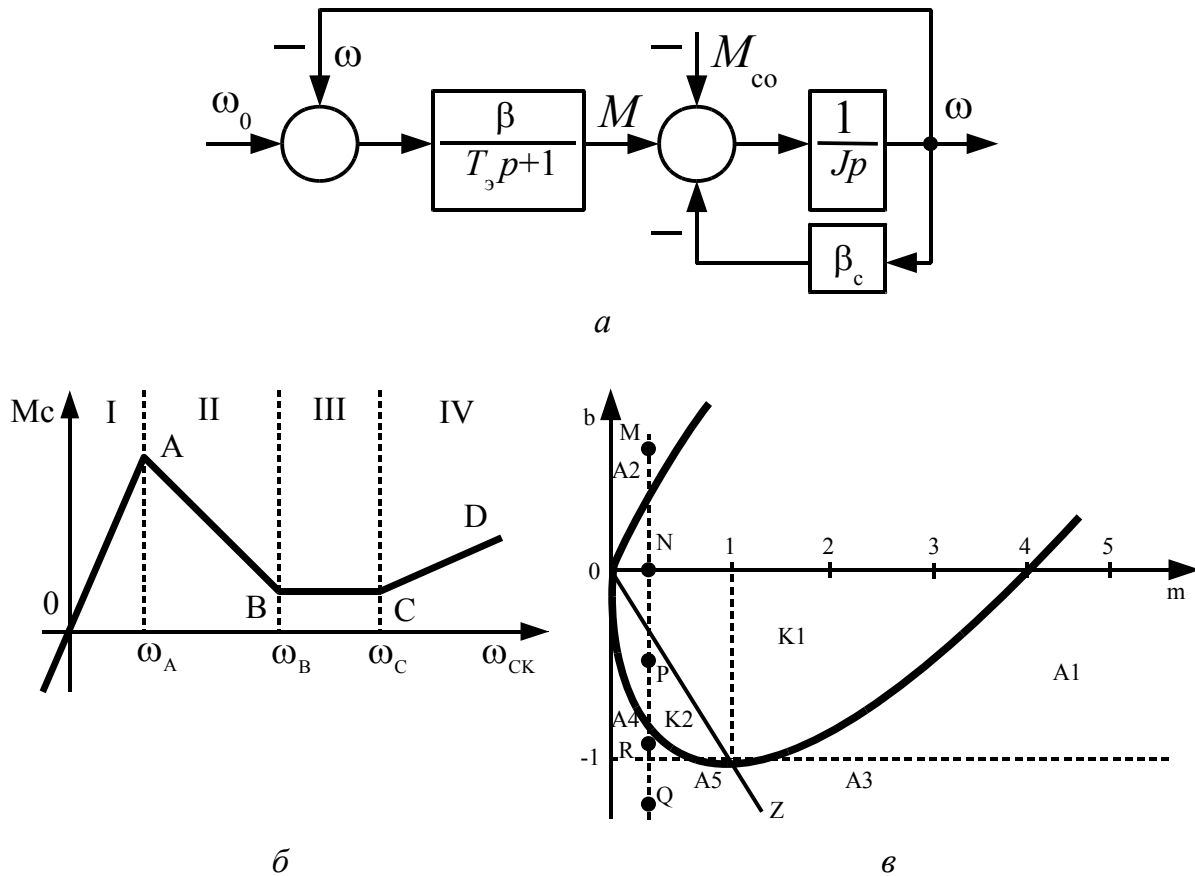


Рисунок 10.1 – К физическому анализу нестационарных процессов в одномассовой ЭМС

Физические закономерности нестационарных процессов целесообразно устанавливать, используя определяемую видом характеристики трения аппроксимацию характеристики нагрузки $M_c(\omega_{CK})$ в виде ломаной кривой ОАВСД (рис. 10.1, б). Кривая отображает четыре характерных участка фрикционной нагрузки:

I – первый восходящий участок с достаточно большой крутизной (отрезок ОА);

II – падающий участок (отрезок АВ);

III – участок неизменяющегося от скорости момента сопротивления нагрузки (отрезок ВС);

IV – второй восходящий участок с малой крутизной (отрезок СД).

Подобная аппроксимация позволяет выявить сущность влияния на электромеханические процессы нелинейности МХ нагрузки «в большом» и вскрыть влияние каждого из характеризующих систему параметров на основе соотношений, выведенных для системы линейной, и потому справедливых для каждого линейного участка характеристики.

Законы изменения момента и скорости электродвигателя во время нестационарного процесса удобно определить, используя диаграмму областей динамических режимов (рис. 10.1, в).

Во время динамического процесса рабочая точка (РТ) перемещается по механической характеристике нагрузки, переходя с одного участка на другой. При этом параметр $b = \beta_c / \beta$ скачкообразно изменяется. Одновременно для заданного значения $m = T_m / T_z$ скачкообразно по вертикали изменяется расположение точки, отображающей состояние электромеханической системы в плоскости параметров $[b; m]$, отмечаемое на рис. 10.1, в буквенными обозначениями, например, P, R, N, M, Q . Рабочим точкам на падающем участке II ($b < 0$) соответствует расположение отображающих точек в плоскости $[b; m]$ (рис. 10.1, в) ниже оси Om , на втором восходящем (участок IV) выше оси Om – в области K1, на участке III – на оси Om и на первом восходящем (участок I) – выше оси Om в области A2.

Ранее в главе 3 было показано, что характер динамического режима одномассовой ЭМС определяется принадлежностью к той или иной области (K1, K2, A1-A5). Это позволяет произвести анализ динамического процесса, легко уясняя его характер для каждого из участков характеристики нагрузки.

Напомним некоторые сведения из подраздела 3.2 о взаимосвязи характера динамического режима и месторасположении рабочей точки на том или ином участке характеристики нагрузки и в плоскости $[b; m]$, используя рис. 10.1, в.

Области расположения выше горизонтали $b = -1$ (K1, K2, A1, A2, A4) являются областями статической устойчивости, а ниже (A3, A5) – областями статической неустойчивости. При этом области, лежащие ниже горизонтали Om , соответствуют электромеханическим системам с отрицательным вязким трением, что имеет место, когда рабочая точка находится на падающем участке характеристики трения.

Области, лежащие правей и выше прямой OZ (K1, A1, A2) на рис. 10.1, в, соответствуют затухающему характеру динамического процесса, а левей – расходящемуся (K2 – колебательному, A4 – аperiodическому).

Проведем физический анализ различных случаев динамических процессов при незначительном флуктуационном отклонении от точки статического равновесия, а также при «жестком» самовозбуждении АКФ в зависимости от принадлежности параметров данной точки к той или иной области.

Метод физического анализа АКФ базируется на том, что вследствие электромагнитной $T_э$ и электромеханической $T_м$ инерционностей электропривода значения его движущегося момента M и скорости ω скачкообразно изменяться не могут. Поэтому при переходе рабочей точки с одного участка механической характеристики на другой конечные значения этих величин предыдущего участка являются начальными для последующего, а характер изменения координат электропривода на каждом участке (колебательный, апериодический, затухающий, расходящийся) определяется принадлежностью скачкообразно перемещающейся отображающей точки (Q, R, P, N, M) к той или иной области плоскости $[b; m]$ (рис. 10.1, в).

Покажем, что для рассматриваемой системы динамический процесс, начавшийся из точки статического равновесия F_0 при статической неустойчивости на падающем участке, не вызывает возникновения АКФ, а приводит к статическому установившемуся режиму на другом участке характеристики трения.

Областями статической неустойчивости являются области А3 и А5. Наклоны статических механических характеристик электропривода, соответственно, M и нагрузки M_c в этом случае таковы (рис. 10.2), что даже если бы состояние системы и оказалось в точке статического равновесия F_0 , длительно находиться в нем она бы не смогла. Действительно, нетрудно увидеть, что незначительное флуктуационное отклонение скорости от ω_F в любую сторону порождает даже без учета динамических свойств ЭД такой знак динамического момента

$$M_d = M - M_c,$$

который стремится еще больше удалить рабочую точку от равновесного состояния.

Так как двигатель обладает электромагнитной инерционностью, изменение момента электропривода несколько запаздывает по отношению к моменту по статической характеристике M . Поэтому перемещение рабочей точки (РТ) произойдет не по статической характеристике M , а по

динамическим (пунктирные кривые: F_0 -1-2 – при отклонении в сторону увеличения $\omega_{ск}$ и по кривой F_0 -1'-2' – в сторону снижения).

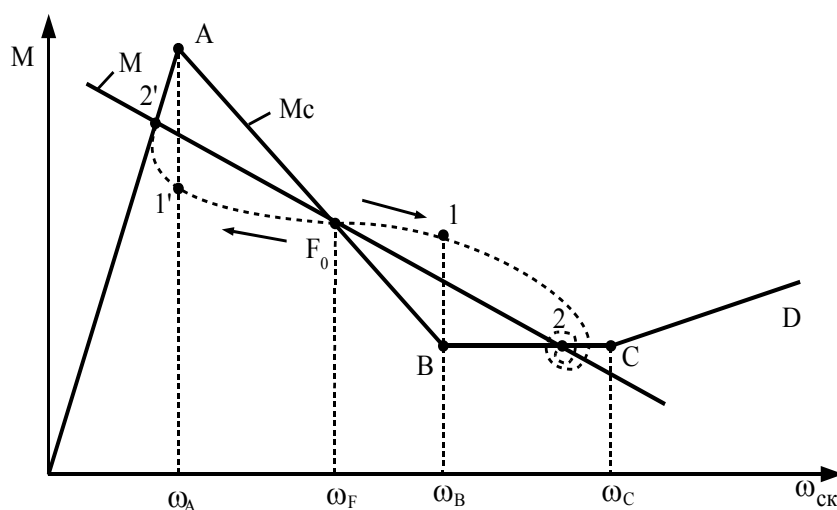


Рисунок 10.2 – Статическая неустойчивость одномассовой ЭМС

Если точке статического равновесия F_0 (рис. 10.2) соответствовала точка Q в области $A5$ (рис. 10.1, в), то процесс сохраняется расходящимся до попадания рабочей точки либо в точку 1 при отклонении скорости проскальзывания в сторону увеличения, либо в точку $1'$ – в сторону уменьшения. После попадания рабочей точки в точку 1 свободная составляющая переходного процесса затухает, поскольку, начиная с этой точки, $\beta_c = 0$, и $b = 0$ и, следовательно, характер динамического режима определяется точкой N на оси m (рис. 10.1, в), принадлежащей области $K1$ затухающего колебательного режима. После затухания свободной составляющей устанавливается статически устойчивый режим (точка 2). Еще более интенсивно затухает свободная составляющая при переходе рабочей точки в точку $1'$ (отображающая точка M на рис. 10.1, в), принадлежащая области $A2$ затухающего апериодического процесса, в результате чего динамический режим завершается установившимся статическим в точке $2'$.

Рассмотрим протекание динамического процесса при незначительном отклонении от точки статического равновесия, если эта точка находилась на падающем участке, но принадлежала зоне области $A1$ или $K1$ ниже оси $0m$. В этом случае система хотя и представляет собой ЭМС с ОВТ, но она статически устойчива и динамические процессы, соответствующие данным областям носят затухающий характер. Поэтому про-

цесс под действием динамического момента $M_d = M - M_c$ завершится установившимся режимом с возвратом в точку статического равновесия.

Уясним, чем с физической точки зрения объясняется возможность существования для ЭМС с ОВТ как расходящихся, так и затухающих динамических режимов при выполнении условия статической устойчивости. Рассмотрим в качестве примера две системы с различными параметрами. Пусть параметры одной из них принадлежат области A1 с отображающей точкой S, а другой – области A4 – точка R (рис. 10.3, б). Общим для этих ЭМС является то, что их рабочие точки находятся на падающем участке характеристики трения и характер динамического процесса обеих систем апериодический. Пусть также статические механические характеристики ЭП M и нагрузки M_c обеих ЭМС одинаковы и точка статического равновесия обеих – F_0 (рис. 10.3, а). Чем объяснить, что для ЭМС с точкой R процесс расходящийся, а с точкой S – сходящийся?

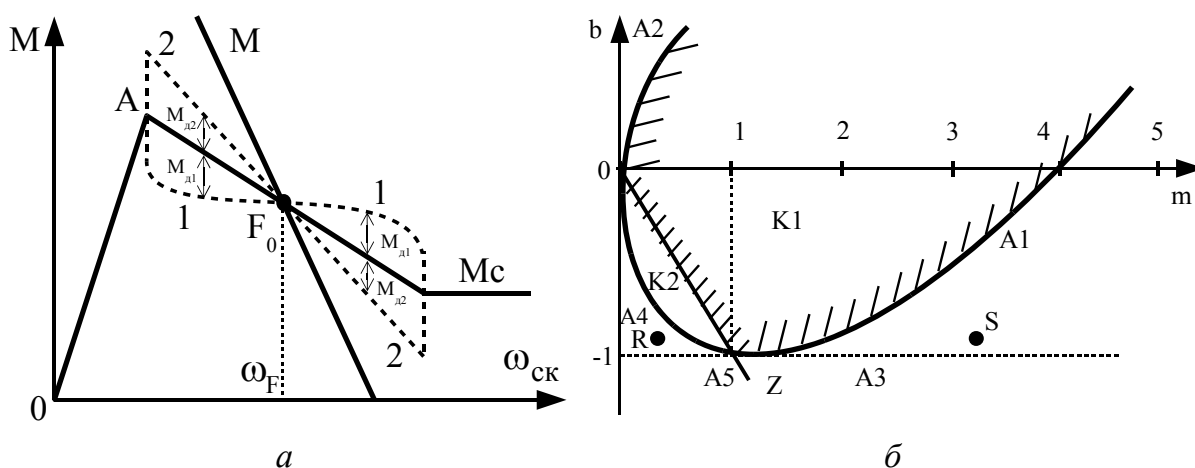


Рисунок 10.3 – Динамическая устойчивость и неустойчивость апериодических процессов

Отличием рассматриваемых систем является то, что у первой ЭМС (область A4, точка R) электромагнитная инерционность больше электро-механической $T_e > T_m$, а у второй – наоборот. Поэтому запаздывание в изменении момента при отклонениях скорости от ω_F проявляется в большей мере. Динамические характеристики, по которым при этом перемещаются рабочие точки, показаны на рис. 10.3, а пунктиром (соответственно 1 – для области A4 и 2 – для области A1). В результате динамический момент M_{d1} при отклонении скорости в любую сторону обуславливает расходящийся характер процесса, а M_{d2} – сходящийся.

Вот почему, несмотря на то, что по статическим характеристикам динамический момент $M_d = M - M_c$ должен был бы возвращать рабочую точку в точку статического равновесия, на самом деле он удаляет РТ от нее, переводя рабочую точку на участки характеристики трения с затухающим характером, прилегающие к падающему участку.

Установим, исходя из физических соображений, влияние различных факторов на характер переходного нестационарного процесса для случаев «мягкого» самовозбуждения автоколебательных режимов, когда переходной процесс начинается из точки статического равновесия.

Пусть в исходном состоянии рабочая точка F находится в точке статического равновесия F_0 , как показано на рис. 10.4, а, т. е. на падающем участке ближе к первому излому характеристики трения, причем параметры ЭМС соответствуют расположению отображающей точки в области K2 (точка P рис. 10.1, в).

Любое сколь угодно малое флуктуационное отклонение вызовет соответствующий данной области расходящийся колебательный процесс (рис. 10.4, а). По мере возрастания от периода к периоду амплитуды колебаний рабочая точка, перемещающаяся по динамической характеристике $M(\omega)$, в области амплитуды левой полуволны приближается к первому восходящему участку с большой крутизной и положительным значением параметра b и в один из периодов (момент t_1) выйдет на данный участок (рис. 10.4, а). При этом определяемая параметрами b и m отображающая точка скачком переместится в точку M (рис. 10.1, в), которая принадлежит области A2. Данной области соответствует сходящийся апериодический характер динамического процесса. Движение рабочей точки в интервале $[t_1 - t_2]$, соответствующем данному участку, сопровождается интенсивным рассеиванием в паре трения ранее накопленной системой колебательной энергии, в результате чего наступает стабилизация амплитуды колебаний и режим становится автоколебательным.

На рис. 10.4, б отображен режим мягкого самовозбуждения, когда точка статического равновесия F_0 расположена ближе к участку III, на котором $M_c(\omega) = \text{const}$. Характер нестационарного процесса на падающем участке такой же как и в предыдущем случае, однако в настоящем случае расходящийся колебательный процесс приводит к выходам рабочей точки на III участок. Данному участку на диаграмме областей (рис. 10.1, в) соответствует расположение отображающей точки на оси $0m$ (точка N),

принадлежащей к области сходящегося колебательного режима. При равной удаленности точки F_0 от точки В по сравнению с удалением F_0 от А в предыдущем случае, амплитуда автоколебаний скорости будет несколько больше. Это объясняется тем, что при перемещении РТ по участку ВС, для которого $\beta_c = 0$ и $b = 0$, вязкое трение отсутствует, и рассеивание введенной в систему колебательной энергии осуществляется только на активном сопротивлении силовой цепи электропривода.

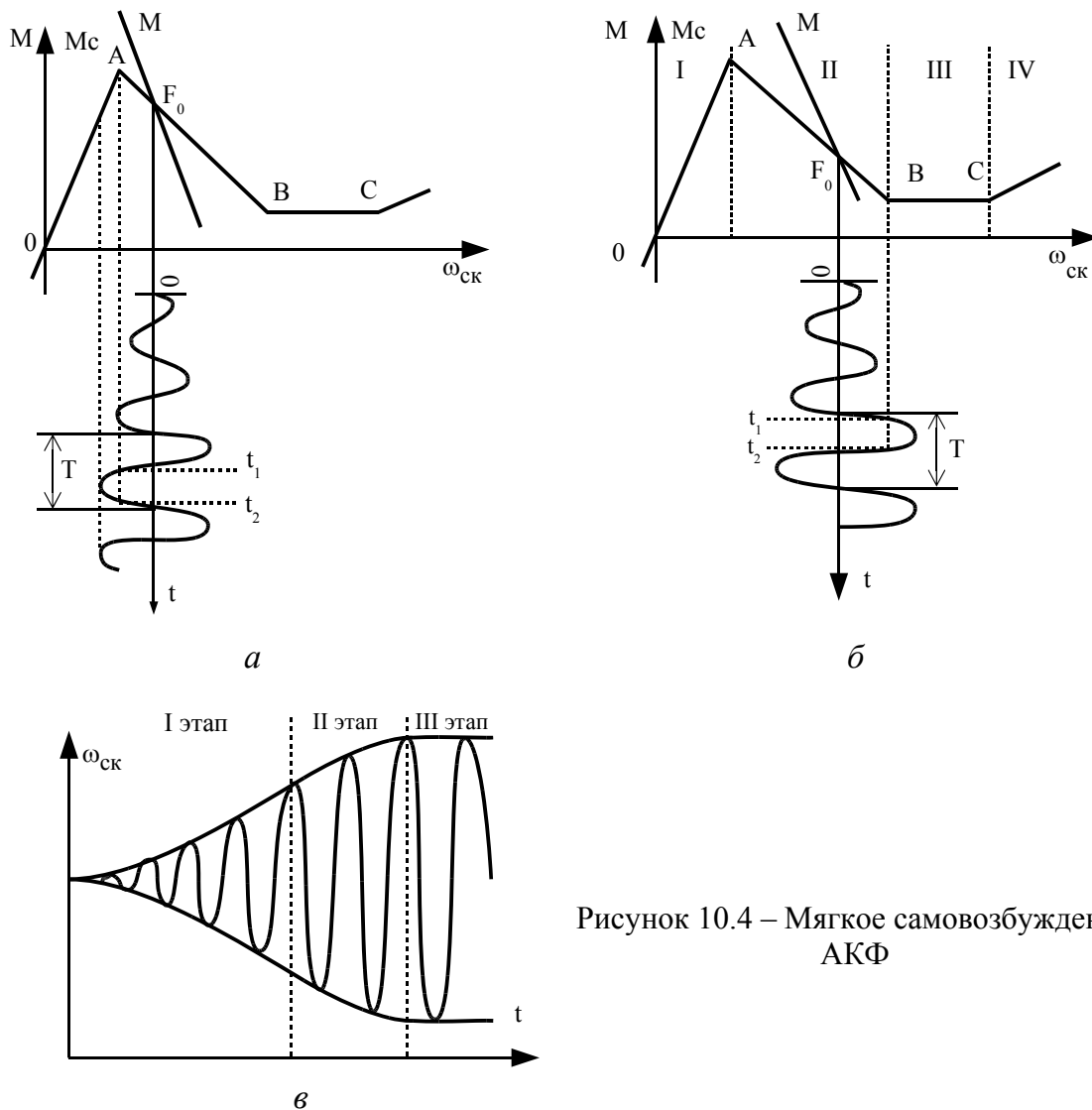


Рисунок 10.4 – Мягкое самовозбуждение АКФ

В данном случае вследствие того, что на всех временных интервалах сохраняется колебательный характер процесса, автоколебания по своему виду будут еще более близки к гармоническим, т. е. классическим нерелаксационным.

Следует заметить, что автоколебания, показанные на рис. 10.4, *а*, иногда называют релаксационными из-за выхода рабочей точки на восходящий участок I. Однако существенное отличие от гармонического вида будет наблюдаться лишь во временной диаграмме момента сопротивления нагрузки. Как уже отмечалось, реальный характер зависимости коэффициента трения от скорости проскальзывания со сглаженными переходами от участка к участку, электромагнитная и механическая инерционности обеспечивают сглаживание временных диаграмм момента электродвигателя и скорости, вследствие чего по своему виду они близки к гармоническим.

Оценим характер изменения амплитуды колебаний при «мягком» самовозбуждении АКФ во время нестационарного процесса ее нарастания.

Очевидно, амплитуда нарастает тем быстрее, чем большее количество колебательной энергии вводится в систему в каждый момент времени при перемещении рабочей точки по падающему участку. В разделе 3.3 отмечалось, что эта величина определяется функцией диссипации, имеющей при этом отрицательное значение. Пропорциональная вышеуказанной функции величина $F(t)$, равна

$$F(t) = \left(\frac{|b|}{m} - 1 \right) \left(\frac{d\omega}{dt} \right)^2 \quad (10.1)$$

Так как при заданных $b = \beta_c / \beta$ и $m = T_m / T_z$ для каждого последующего периода амплитуда возрастает, то возрастают и значения $(d\omega/dt)^2$ входящие в соотношение (10.1). С физической точки зрения это объясняется тем, что количество колебательной энергии, оцениваемое, например, по максимальной кинетической энергии, в каждый полупериод растет пропорционально квадрату амплитуды скорости $W_k = \frac{J\omega_{ckm}^2}{2}$. Это значит, что на начальном этапе нестационарного процесса (этап I) нарастание амплитуд колебаний в каждый полупериод происходит «лавинообразно», то есть производная огибающей амплитуд носит возрастающий характер (рис. 10.4, *в*).

По мере увеличения амплитуд рабочая точка начинает выходить на восходящий участок I или участки III, IV. Рассеивание колебательной энергии возрастает, нарастание амплитуд замедляется (II этап рис. 10.4, *в*) и при равенстве колебательной энергии, введенной за период на пада-

ющем участке и рассеянной, устанавливается автоколебательный режим (III этап рис. 10.4)

Их теоретических соображений рассмотрим случай «мягкого» самовозбуждения из точки статического равновесия F_0 (рис. 10.5), когда параметры ЭМС принадлежат области A4 (точка R рис. 10.1, в), которой соответствует апериодический расходящийся процесс.

Принадлежность отображающей точки к данной области для промышленных электроприводов маловероятна, так как в этом случае электромагнитная постоянная времени T_m должна быть еще меньше электромагнитной T_Σ , чем для случая расходящегося колебательного режима (область K2).

Как и в предыдущем примере флуктуационное отклонение от равновесного состояния в любую сторону вызовет расходящийся, но теперь апериодический процесс изменения скорости скольжения. На рис. 10.5 пунктиром показана траектория движения рабочей точки, а стрелками – направление при положительном флуктуационном отклонении скорости от равновесного состояния. Данная траектория представляет собой динамическую механическую характеристику ДМХ, по которой легко определить тенденцию (сопоставляя момент двигателя с моментом сопротивления нагрузки) и характер изменения скорости (по принадлежности участка к той или иной области). Так, в соответствии со значениями жесткости МХ трения на участке ДМХ F_0 -1 изменение $\omega_{ск}$ носит расходящийся колебательный характер, на участке 1-2 – колебательный сходящийся, на участке 3-4 – вновь расходящийся колебательный, на участке 4-5-6 – апериодический затухающий. Начиная с точки 6 по траектории 6-1'-2' и далее характер процессов повторяется. Вышеуказанное отражается и временной зависимостью $\omega_{ск}(t)$ (рис. 10.5).

В реальных технологических процессах в системах, у которых точка статического равновесия динамически устойчива, нередко создаются условия для «жесткого» возбуждения АКФ. Жесткое возбуждение АКФ может иметь место при достаточно большом изменении возмущающего фактора, благодаря которому рабочая точка, соответствующая начальным условиям, достаточно удалена от точки статического равновесия.

Рассмотрим нестационарные процессы при данном виде возбуждения АКФ. Допустим, в исходном состоянии ЭП работал без избыточного проскальзывания, и оно определялось точкой P_0 на восходящем участке характеристики нагрузки (рис. 10.6). В начальный момент времени скач-

кообразным повышением напряжения питания был произведен переход на новую МХ – М (сплошная прямая) с точкой статического равновесия F. Начальному значению скорости по новой механической характеристике ЭП соответствует большое значение движущего момента, поэтому момент двигателя начнет возрастать. Скорость его нарастания ограничивается электромагнитной постоянной времени $T_э$, а быстрота нарастания скорости $\omega_{ск}$ в этот интервал времени ограничивается тем, что увеличение момента ЭП сопровождается увеличением момента нагрузки. В точке A происходит срыв в буксование с последующим быстрым нарастанием скорости из-за снижения на падающем участке АВ момента нагрузки. К моменту срыва в буксование электромагнитная инерционность накопила энергию тем большую, чем больше индуктивность силовой цепи и ток нагрузки для точки A. Наличие электромагнитной инерционности и быстрое увеличение скорости (а, следовательно, и ЭДС электродвигателя) являются теми факторами, из-за которых увеличение скорости проскальзывания происходит без существенного увеличения момента ЭД по динамической механической характеристике на участке II механической характеристики нагрузки.

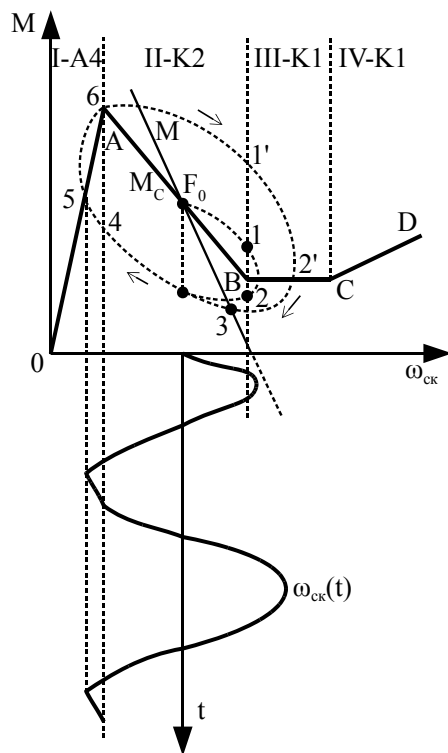


Рисунок 10.5 – Возбуждение релаксационных АКФ

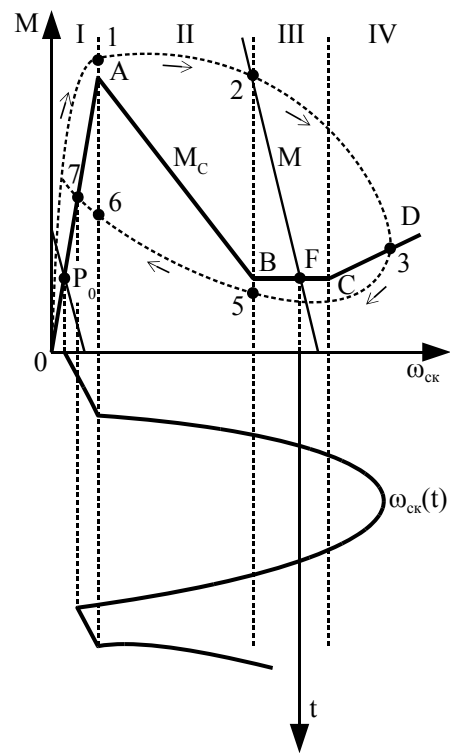


Рисунок 10.6 – Жесткое самовозбуждение АКФ

За точкой пересечения динамической механической характеристики со статической (точка 2) начинается снижение момента ЭД до пересечения фазовой траектории со вторым восходящим участком МХ нагрузки, после чего скорость проскальзывания начинает снижаться. Если запасенная системой на падающем участке колебательная энергия не успевает в достаточной мере рассеяться и фазовая траектория не пересечет участок ВС, то после прихода РТ в точку 5 вновь начнется пополнение колебательной энергии ЭМС. Начиная с точки 6 процессы повторяются. Для жесткого возбуждения характерно, что процесс автоколебаний устанавливается практически со второго цикла.

Из выполненного физического анализа нестационарных процессов возбуждения АКФ можно сделать следующие выводы:

Характер нестационарного процесса возбуждения АКФ и их форма зависят от ряда факторов:

- способа возбуждения (мягкое, жесткое);
- значений обобщенных и безразмерных параметров b и m .
- места расположения точки статического равновесия на падающем участке характеристики трения;

При этом в случае «мягкого» самовозбуждения нестационарный процесс носит «лавинообразный» характер, а форма тем ближе к гармонической, чем ближе расположена точка статического равновесия к концу падающего участка, а амплитуда АКФ тем меньше, чем ближе к началу или к концу падающего участка эта точка расположена.

Релаксационный негармонический характер АКФ проявляется при «жестком» самовозбуждении и при больших амплитудах колебаний скорости проскальзывания с выходом рабочей точки на первый восходящий участок характеристики трения.

Результаты компьютерного моделирования, подтверждающие обоснованность вышеприведенного физического анализа нестационарных процессов приведены в разделе 10.3.

10.2. Динамические процессы в двухмассовой ЭМС с нелинейной фрикционной нагрузкой

Известно, что если $M_c = f(\omega_2)$ нелинейна, фрикционные автоколебания могут возникнуть и в чисто механической системе с расчетной схемой (рис. 10.7), если масса J_1 вращается с неизменной скоростью $\omega_1 = \text{const}$ [24, 33, 40, 42, 62, 87, 88, 90].

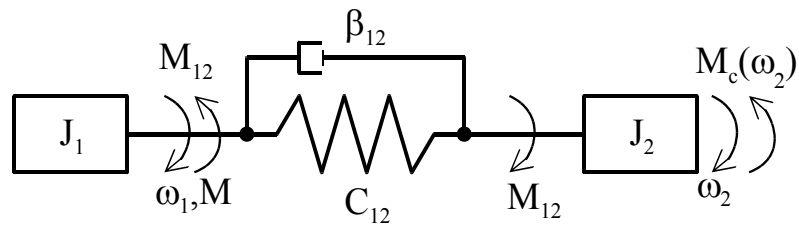


Рисунок 10.7 – Расчетная схема двухмассовой механической системы:

β_{12} – коэффициент внутреннего вязкого трения;

C_{12} – жесткость упругой связи

Вышеуказанное условие соответствует жесткой заделке левого конца упругой связи либо значению $J_1 = \infty$.

Динамика данной системы при линеаризации участков характеристики трения по свободным составляющим, также как и одномассовой ЭМС, описывается дифференциальным уравнением 2-го порядка [70].

$$\frac{d^2\omega_2}{dt^2} + \frac{1}{J_2}(\beta_{12} + \beta_c)\frac{d\omega}{dt} + \Omega_0^2\omega = 0 \quad (10.2)$$

где $\Omega_0 = \sqrt{\frac{C_{12}}{J_2}}$.

Функция диссипации этой системы имеет вид

$$f(t) = (\beta_{12} + \beta_c) \left(\frac{d\omega_2}{dt} \right)^2, \quad (10.3)$$

а пропорциональная ей величина $F(t) = (b_y + 1) \left(\frac{d\omega_2}{dt} \right)^2$, характеризующая преобладание ввода колебательной энергии над ее рассеиванием, будет определяться отношением жесткости механической характеристики трения $\beta_c = \frac{dM_c}{d\omega}$ к коэффициенту вязкого трения упругой кинематической связи β_{12} :

$$b_y = \frac{\beta_c}{\beta_{12}}.$$

Рассеивание колебательной энергии преобладает над вводом, когда функция диссипации положительна, т. е. если

$$b_y > -1. \quad (10.4)$$

Если же выполняется условие

$$b_y < -1, \quad (10.5)$$

$f(t)$ – отрицательна, что означает: ввод колебательной энергии преобладает над ее рассеянием.

Нетрудно видеть, что это возможно лишь при условии $\beta_c < 0$, т. е. при нахождении рабочей точки на падающем участке характеристики трения, а количество введенной в механическую систему колебательной энергии пропорционально функции

$$F(t) = \left(\frac{|\beta_c|}{\beta_{12}} - 1 \right) \left(\frac{d\omega_2}{dt} \right)^2 \quad (10.6)$$

По своему виду соотношение (10.6) аналогично выражению (10.1) для одномассовой ЭМС с тем лишь отличием, что вместо коэффициента β_{12} в нем стоит β – жесткость механической характеристики электродвигателя. Это свидетельствует о сходстве первопричины и характера процессов возбуждения фрикционных автоколебаний в данных системах.

В двухмассовой электромеханической системе, структурная схема которой представлена на рис. 10.8, просматривается наличие двух подсистем, условно:

I – электромеханическая, в которую входят звено электромеханического преобразования энергии и 1-я масса с моментом инерции J_1 , включающая массу ротора двигателя;

II – двухмассовая механическая, включающая J_1 , упругое звено с учетом внутреннего вязкого трения и массу J_2 , в момент инерции которой входит приведенный момент инерции рабочего органа электропривода.

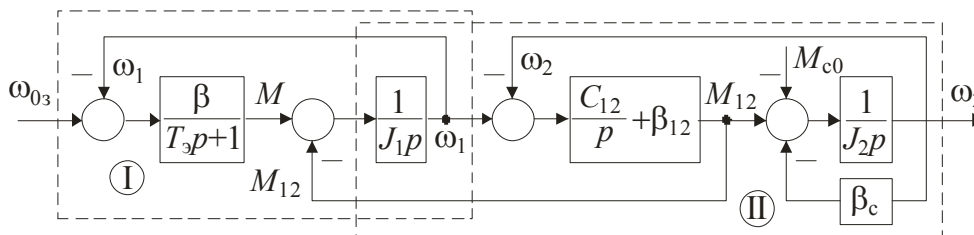


Рисунок 10.8 – Структурная схема двухмассовой ЭМС с нелинейным трением

Ранее было показано, что характеристический полином такой системы имеет 4-й порядок и в общем случае может быть приведен к виду:

$$D(p) = p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0, \quad (10.7)$$

где a_0 - a_3 – коэффициенты, определяемые параметрами системы.

Данный полином может быть также представлен в виде:

$$D(p) = (p - p_1)(p - p_2)(p - p_3)(p - p_4), \quad (10.8)$$

где p_1 - p_4 – корни характеристического полинома.

Если эти корни образуют комплексно сопряженные пары

$$\begin{aligned} p_{1,3} &= -\alpha_1 \pm j\Omega_1 \\ p_{2,4} &= -\alpha_2 \pm j\Omega_2 \end{aligned} \quad (10.9)$$

где

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= \sqrt{\Omega_{01}^2 - \alpha_1^2}, \\ \Omega_2 &= \sqrt{\Omega_{02}^2 - \alpha_2^2}, \end{aligned}$$

то характеристический полином представляет собой произведение двух колебательных звеньев 2-го порядка

$$D(p) = (p^2 + 2\alpha_1 p + \Omega_{01}^2)(p^2 + 2\alpha_2 p + \Omega_{02}^2). \quad (10.10)$$

При этом величины Ω_{01} и Ω_{02} представляют собой угловые частоты недемпфированных колебаний двух колебательных подсистем: Ω_{01} – электромеханической и Ω_{02} – двухмассовой механической.

Возникающие в механической подсистеме упругие колебания вызывают колебания скорости ротора двигателя ω_1 . В результате этого в его обмотке возникают колебания ЭДС, что, в свою очередь, приводит к появлению колебательной составляющей тока в замкнутой цепи ротора (якоря) – i_k . Протекание этого тока вызывает в активном сопротивлении ротора R потери колебательной энергии, мгновенная мощность которых $p = i_k^2 R$ и, как следствие, ускорение затухания колебаний.

Это явление называется «демпфирующей способностью электропривода». В [61] для случая $T_3 = 0$ приведена зависимость логарифмического декремента затухания от относительной электромеханической постоянной времени

$$T_{M1}^* = T_{M1} \cdot \Omega_{12} = \frac{J_1}{\beta} \cdot \Omega_{12} \quad (10.11)$$

В кривой $\lambda_{\max} = f(T_{M1}^*)$ (рис. 10.9) просматриваются 3 области:

I – область слабой электро-механической связи, соответствующая малым значениям жесткости МХ ЭП (очень мягкие характеристики), для которой λ_{\max} электропривода меньше наибольшего значения логарифмического декремента затухания от внутреннего вязкого трения кинематической линии ($\lambda_{\text{вт}} = 0,1 \div 0,3$).

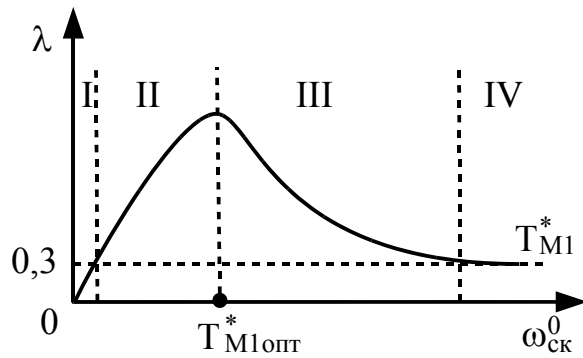


Рисунок 10.9 – Демпфирование упругих колебаний электроприводом

В этой области из-за малой жесткости МХ ЭП – β даже при значительных колебаниях скорости J_1 , колебания тока столь малы, что не обеспечивают существенного демпфирования упругих колебаний.

III – область сильной электро-механической связи (жесткие механические характеристики с большими значениями β), для которой также характерно слабое демпфирование. Это объясняется тем, что из-за жесткой МХ даже значительные колебания упругого момента M_y не вызывают существенных колебаний скорости ротора двигателя ω_1 , а, следовательно, и потерь колебательной энергии.

II – область существенной электро-механической связи, в которой связь между электро-механической и механической подсистемами проявляется в ощутимой мере и имеет место существенное демпфирование упругих колебаний. Хотя наличие электро-магнитной инерционности и вносит некоторые количественные изменения в зависимость $\lambda_{\max} = f(T_{M1}^*)$, физическая сущность явления демпфирования сохраняется.

Отметим характер влияния на взаимосвязь подсистем некоторых из обобщенных безразмерных параметров, физическая природа которого вполне объяснима. Это поможет объяснить существование различных форм АКФ в подразделе 10.3.

Увеличение коэффициента соотношения масс $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$ при заданной жесткости упругой связи C_{12} вызовет усиление демпфирования, т. к. относительное увеличение запаса кинетической энергии массы J_2 вызовет большую амплитуду колебаний ротора (масса J_1), а, следовательно, и потерь энергии от колебательного тока.

Сближение частот недемпфированных электромеханических и механических упругих колебаний, оцениваемое параметром

$$\nu = \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{\text{ЭМ}}^2}$$

указывает на усиление обмена колебательной энергии между подсистемами и приводит к усилению демпфирования. Расхождение значений при $\nu \gg 1$ говорит о слабой связи между подсистемами.

Параметр $T_{\text{м1}}^* = T_{\text{м1}} \cdot \Omega_{12} = 2\pi \frac{T_{\text{м}}}{T_{12}}$ характеризует относительное значение электромеханической постоянной электродвигателя $T_{\text{м1}} = \frac{J_1}{\beta}$ по отношению к периоду недемпфированных упругих колебаний механической подсистемы электропривода.

Ранее указывалось, что физический смысл параметра $b = \beta_c / \beta$ характеризует влияние пары трения с нелинейной характеристикой на демпфирование упругих колебаний на восходящих участках ее МХ и накопление системой колебательной энергии на падающем участке.

Каждый из вышеуказанных параметров, в сочетании с другими факторами определяют форму фрикционных автоколебаний, которая может возникнуть в конкретной электромеханической системе. Так как динамические свойства двухмассовой ЭМС с ОВТ описываются системой дифференциальных уравнений 4-го порядка, а на форму АКФ, как было показано для одномассовой ЭМС, влияет нелинейность характеристики трения, начальные условия и способ возбуждения АКФ, исследование влияния различных факторов на форму автоколебаний в двухмассовой ЭМС целесообразно выполнить, используя моделирование с помощью вычислительной техники.

10.3. Формы фрикционных автоколебаний

Понимая под формой АКФ характерный вид временной диаграммы, отображающей закон изменения координаты в режиме фрикционных автоколебаний, установим, какие факторы определяют его в одномассовой и двухмассовой системах.

Автоколебания близкие к гармоническому виду принято называть нерелаксационными, а существенно отличающиеся от него – релаксационными (примером релаксационных АКФ являются рассмотренные в предыдущей главе срывные автоколебания (stick-slip)).

В отличие от проведенного в предыдущих разделах настоящей главы физического анализа процесса возбуждения АКФ, в настоящем разделе исследуется влияние различных факторов на форму АКФ расчетным путем по математическим моделям.

Очевидно, на форму АКФ должны влиять значения обобщенных безразмерных параметров, как однозначно определяющих вид динамического режима в пределах каждого из характерных участков нелинейной характеристики трения. Кроме того, на форму АКФ влияет вид самовозбуждения («мягкое» или «жесткое»), а также место расположения точки статического равновесия на падающем участке характеристики нагрузки.

О многообразии форм АКФ свидетельствуют представленные на рис. 1.4, *a–к* осциллограммы процессов буксования и юза, избыточного проскальзывания многих машин и механизмов.

В настоящем разделе приведены результаты расчетов временных диаграмм одномассовой и 2-массовой электромеханических систем при различных сочетаниях значений обобщенных параметров, и даны пояснения физической природы тех или иных форм.

При физическом анализе с целью выявления особенностей влияния на форму АКФ характерных участков зависимости коэффициента трения от скорости проскальзывания данная зависимость линеаризуется по участкам. При компьютерном моделировании 2-массовой ЭМС используется характеристика трения более близкая к реальному виду (рис. 10.18), исключая резкие переходы от участка μ участку, что приближает результаты моделирования к реальному виду, способствуя сопоставлению их с осциллограммами АКФ реальных машин и механизмов.

Прежде всего на примере одномассовой ЭМС с ОВТ рассмотрим влияние на форму АКФ места расположения точки статического равновесия при мягком самовозбуждении, когда параметры системы в плоскости « b » и « m » принадлежат области расходящегося колебательного процесса $K2$ (рис. 10.10, точка R). В этом случае, если точка статического равновесия расположена вблизи 1-го восходящего участка OA (точка C_1 , рис. 10.11, a), нарастание амплитуды колебаний скорости $\omega_{ск}$ приведет к выходу рабочей точки на восходящий участок (рис. 10.11, a , момент времени t_1).

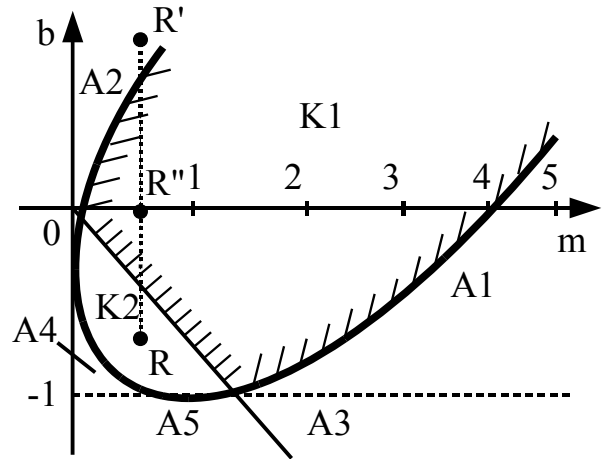


Рисунок 10.10 – Состояние ЭМС с ОВТ при мягком самовозбуждении АКФ

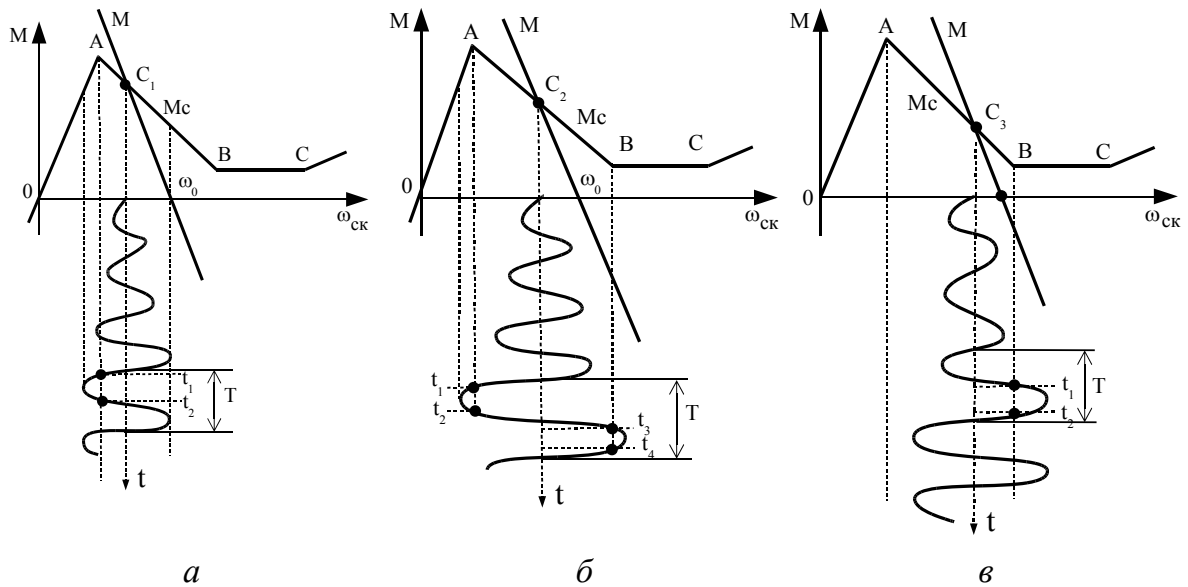


Рисунок 10.11 – Влияние месторасположения точки статического равновесия на форму АКФ

В этот момент происходит изменение жесткости β_c с отрицательного значения на положительное с соответствующим изменением параметра $b = \beta_c / \beta$ и точка, отображающая состояние системы в плоскости обобщенных параметров « b » и « m », переходит из положения R в R' , т. е. в область сходящегося аperiodического процесса $A2$. Перемещение рабочей

точки по участку $0A$, сопровождается интенсивным рассеиванием запасенной в системе колебательной энергии, ограничивая нарастание амплитуды колебаний. При этом момент ЭП, превышающий момент нагрузки M_c , стремится вернуть рабочую точку в точку статического равновесия C_1 , в результате чего в момент времени t_2 рабочая точка возвращается на падающий участок $0A$, соответствующий расходящемуся колебательному процессу. Дальнейшее перемещение рабочей точки по этому участку в интервале $t_2 \div T$ сопровождается накоплением в ЭМС колебательной энергии.

В рассмотренном случае для фрикционных колебаний характерны небольшая амплитуда колебания скорости скольжения $\omega_{ск}$ и несущественное их отличие от гармонической формы.

На рис. 10.11, б представлен случай, когда точка статического равновесия C_2 расположена вблизи середины падающего участка. Из рисунка видно, что в этом случае при расходящемся процессе достигаются наибольшие амплитуды колебаний. При этом возможен выход рабочей точки на участок BC , для которого $\beta_c = 0$ (в плоскости « b » – « m » – точка R »), соответствующий колебательному сходящемуся процессу. Если при этом по динамической механической характеристике рабочей точке соответствует скорость ω выше скорости холостого хода ω_0 , то помимо рассеяния колебательной энергии на активном сопротивлении цепи якоря часть ее отдается источнику питания, также ограничивая амплитуду АКФ.

В случае, когда точка статического равновесия расположена вблизи участка BC (рис. 10.11, в – точка C_3) для формы АКФ характерна небольшая амплитуда колебаний $\omega_{ск}$, благодаря демпфирующей способности электропривода и рекуперативному режиму.

Всем вышерассмотренным формам АКФ при мягком возбуждении свойственен их характер, близкий к гармоническому.

Наилучшим образом представление о многообразии форм фрикционных автоколебаний дает расчет динамических процессов при различных сочетаниях параметров и факторов, определяющих вид той или иной формы АКФ.

Хотя при современном состоянии компьютерной техники и программного обеспечения такой расчет представляет чисто техническую задачу, автор счел целесообразным представить расчеты по формам АКФ в том виде, в котором они были выполнены в свое время на ЭВМ «Искра-1030» по одномассовой ЭМС ОВТ аспирантом Ж. Ризком и по двухмассовой –

инженером Осичевым А.В. Помимо форм автоколебательных процессов расчеты иллюстрируют также действие некоторых простейших типовых обратных связей, в том числе устраняющих АКФ, а сопоставление расчетных временных диаграмм с диаграммами подраздела 10.2 позволяет оценить достоверность ранее выполненного физического анализа.

Решение дифференциальных уравнений осуществлялось по стандартной подпрограмме, использующей метод Рунге-Кутты на языке БЭЙСИК.

Для одномассовой ЭМС ОВТ в соответствии со структурной схемой (рис. 3.3) использовалась математическая модель разомкнутой системы в нормальной форме Коши

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [M - M_c(\omega)]; \quad (10.12)$$

$$\frac{dM}{dt} = \frac{1}{T_3} [\beta(\omega_0 - \omega) - M]. \quad (10.13)$$

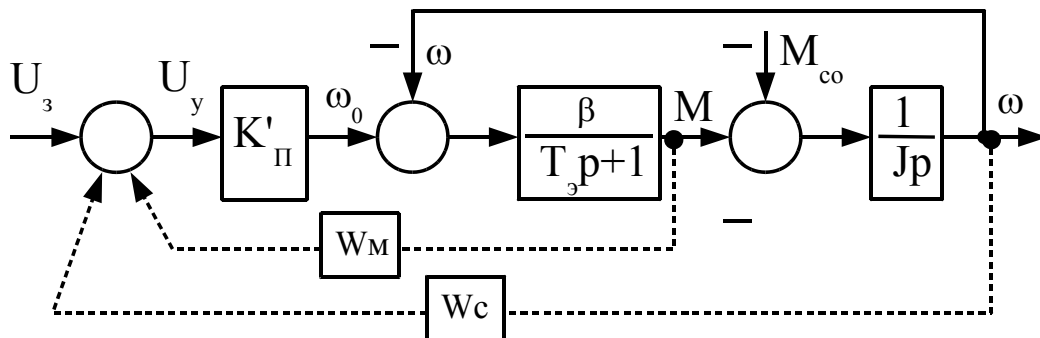


Рисунок 10.12 – Одномассовая ЭМС ОВТ с внешними обратными связями

Для учета влияния обратных связей (пунктирные линии на рис. 10.12) уравнение (10.13) преобразовывалось к виду:

– для ОС по моменту ЭД:

$$\frac{dM}{dt} = \frac{1}{T_3} [(\omega_0 - \omega)\beta - M - W_M K'_п \beta M]; \quad (10.14)$$

– для ОС по скорости ω :

$$\frac{dM}{dt} = \frac{1}{T_3} [(\omega_0 - \omega)\beta - M - W_c K'_п \beta \omega], \quad (10.15)$$

где передачи обратных связей: W_m – по моменту и W_c – по скорости, соответственно равны для жестких связей K_m и K_c , а для гибких – $K_{ом} \frac{dM}{dt}$ и $K_{ос} \frac{d\omega}{dt}$, причем K_m , K_c , $K_{ом}$ и $K_{ос}$ представляют собой размерные величины.

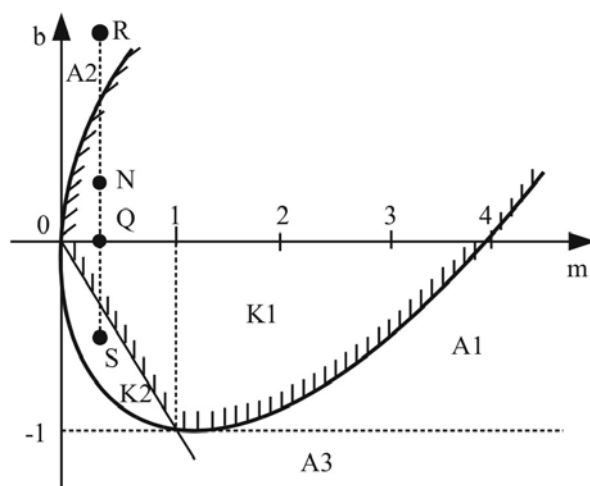
В выражениях (10.14) и (10.15) принято, что преобразователь, питающий электродвигатель, – безынерционный с коэффициентом передачи K'_Π , причем $U_3 K'_\Pi = \omega_0$ – скорость холостого хода разомкнутой системы.

При моделировании принималось, что $\omega = \omega_{ск}$, поскольку составляющая угловой скорости от линейного движения ω_Π не влияет на характер динамического процесса для многих практических случаев, когда можно принять $\omega_\Pi = \text{const}$.

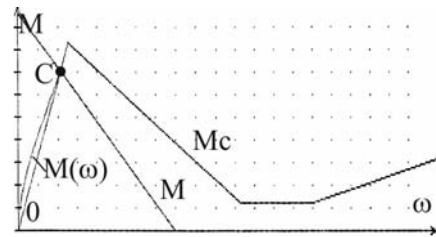
Алгоритм расчета на ЭВМ позволял помимо временных диаграмм строить в плоскости $[M; \omega]$ динамические механические характеристики (ДМХ) $M = f(\omega)$. ДМХ обладают тем достоинством, что наглядно отображают положения точки статического равновесия, статические механические характеристики электропривода и нелинейной нагрузки, дают возможность отследить перемещение рабочей точки ЭМС относительно вышеуказанных характеристик во время нестационарного процесса. Проекция точек ДМХ на оси момента и скорости показывают их значения для одного и того же момента времени нестационарного и стационарного процессов, позволяют определить амплитуду колебаний этих координат. Установившийся режим АКФ на динамической характеристике определяется предельным циклом, представляющим замкнутую кривую.

Ниже приведены характерные временные диаграммы и динамические характеристики одномассовой ЭМС ОВТ (рис. 10.13–10.17).

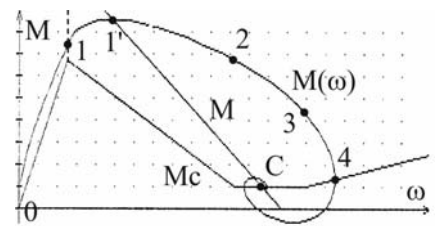
В качестве объекта для моделирования взята ЭМС ОВТ со следующими параметрами: электромеханическая и электромагнитная постоянные времени, соответственно, равны $T_m = 0,06$ с, $T_э = 0,099$ с, то есть параметр $m = T_m / T_э = 0,6$; жесткость механической характеристики электродвигателя $\beta = 18$ Нмс. Характеристика трения по участкам задана параметром $b = \beta_c / \beta$, соответственно: на 1-м восходящем участке $b_1 = 2,77$; на падающем $b_2 = -0,67$; на участке с $M_c = \text{const}$ $b_3 = 0$ и на 2-м восходящем участке $b_4 = 0,24$.



а) положения отображающих точек статического равновесия в плоскости обобщенных параметров $[b; m]$



б) точка статического равновесия расположена на 1-м восходящем участке (точка R, $b_1 > 0$)



в) точка статического равновесия Q, $b_3 = 0$

Рисунок 10.13 – Динамические характеристики одномассовой ЭМС ОВТ с установившимся статическим режимом

Таким образом, точка S , отображающая параметры ЭМС на падающем участке характеристики нагрузки, принадлежит области K2 расходящегося колебательного процесса (рис. 10.13, а). Это свидетельствует о возможности возникновения в системе фрикционных автоколебаний в случае создания условий попадания рабочей точки на падающий участок.

Если во время нестационарного процесса рабочая точка не выходит на падающий участок, то автоколебательный процесс невозможен. Это подтверждает рис. 10.13, б, на котором представлена динамическая характеристика, соответствующая пуску ЭМС для случая, когда точка статического равновесия C находится на 1-м восходящем участке, а параметры « b » и « m » принадлежат области сходящегося аperiodического процесса (точка R рис. 10.13, а). В графических отображениях рис. 10.13 приняты следующие обозначения: M и M_c – соответственно, статические механические характеристики электропривода и нагрузки, $M(\omega)$ – динамическая механическая характеристика ДМХ, C – точка статического равновесия. Масштаб оси моментов: 1 клетка – 120 Нм, масштаб оси ω – 1 клетка – 8 1/с.

Расположение точки C на 1-ом восходящем участке было достигнуто за счет сниженного значения скорости холостого хода $\omega_0 = 84$ 1/с.

Вид динамической механической характеристики $M(\omega)$ подтверждает монотонный характер изменения координат M и ω , что согласуется с положением отображающей точки R в области сходящегося апериодического процесса.

Однако перемещение во время нестационарного процесса рабочей точки по падающему участку характеристики трения еще не является достаточным условием возникновения АКФ. Это подтверждает рис. 10.13, *в*, на котором отображен переходный процесс пуска ЭМС ОБТ для случая расположения точки статического равновесия C , соответствующего участку III характеристики трения (рис. 10.13, *в*), на котором $M_c = \text{const}$, $\beta_c = 0$ и $b_3 = 0$. Указанное расположение точки C было достигнуто благодаря увеличению скорости х.х. до значения $\omega_0 = 110$ 1/с, т. е. почти двукратно увеличенного по сравнению с предыдущим случаем. При этом взаиморасположение MX и M_c таково, что рабочая точка по механической характеристике нагрузки при пуске обязательно выйдет на падающий участок. При данных параметрах ЭМС m и b_2 движению по падающему участку соответствует их принадлежность к области колебательного расходящегося процесса $K2$ (точка S рис. 10.13, *а*). Перемещение рабочей точки по участку 1-2 динамической механической характеристики (рис. 10.13, *в*) характеризуется превышением введенной колебательной энергии над рассеиваемой, которое завершается при переходе рабочей точки на участок 2-3, соответствующий положению отображающей точки Q на оси m (рис. 10.13, *а*), т.е. области $K1$ затухающего колебательного процесса. Рассеивание колебательной энергии еще более возрастает при движении РТ по участку 3-4 ДМХ, соответствующему 2-му восходящему участку характеристики трения (точка N рис. 10.13, *а*). Однако вследствие того, что точки Q , N относятся к областям затухающего колебательного процесса, запасенная на участке 1-2 энергия при перемещении РТ по участкам 2-3-4- C рассеивается и нестационарный процесс завершается установившимся статическим режимом в точке C (рис. 10.13, *в*).

Вид вышеприведенной рассчитанной ДМХ хорошо согласуется с физикой протекающих процессов и ранее построенной временной диаграммой. Запаздывание движущего момента по отношению к его значению по статической МХ после пуска объясняется наличием электромагнитной инерционности T_e , исключающей скачкообразное изменение тока двигателя. Увеличение скорости на участке 0-1-2-3-4 – следствие превы-

шения момента ЭД над M_c – моментом сопротивления нагрузки; снижение момента ЭД правее точки 1' – результат возрастания противоЭДС, вызванной возрастанием скорости, что отображается в схеме рис. 10.6 наличием внутренней отрицательной обратной связи по скорости ω ; начало уменьшения скорости за точкой 4 объясняется тем, что момент ЭД по ДМХ стал меньше момента сопротивления нагрузки; изменение $dM/d\omega$ происходит в точках 1' и 4, когда моменты ЭД по ДМХ и по статической характеристике равны; превышению ввода колебательной энергии над ее рассеиванием соответствует увеличение разности $M(\omega) - M_c$ на участке 1-2 и уменьшению – снижению её на участке 2-4. Колебательный процесс отображается спиралевидным видом ДМХ, а затухающий характер – завершением процесса в точке статического равновесия С.

На рис. 10.14, а, б, в представлены расчетные динамические характеристики, отображающие влияние расположения точки статического равновесия на характер нестационарного процесса и амплитуду автоколебаний, подтверждающие выводы физического анализа, сделанного в подразделе 10.1. Параметры ЭМС ОБТ сохранены такими же, как и в предыдущем случае. Точки статического равновесия С устанавливаются на падающем участке смещением статической МХ путем изменения скорости холостого хода.

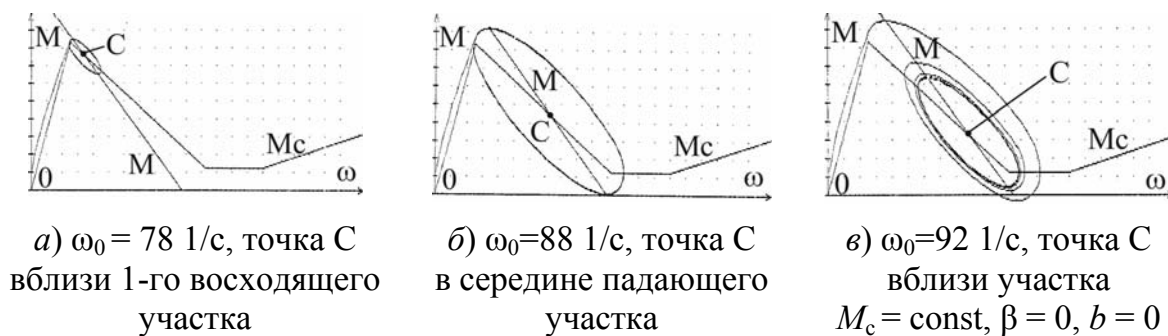


Рисунок 10.14 – Влияние положения точки статического равновесия на вид ДМХ при жестком самовозбуждении АКФ

Близкое к 1-му восходящему участку расположение точки С (рис. 10.14, а) характеризуется выходом на него рабочей точки уже при 1-м колебании, с интенсивным рассеиванием колебательной энергии и стабилизацией амплитуды колебаний. В процессе колебания рабочая точка перемещается лишь по небольшой части падающего участка, поэтому амплитуда автоколебаний небольшая.

Если точка C расположена в середине падающего участка (рис. 10.14, б), то рабочая точка при 1-м колебании перемещается по всему падающему участку, увеличивая колебательную энергию системы и, соответственно, амплитуду колебаний, выходя при этом на участок $M_c = \text{const}$. На этом участке происходит лишь рассеивание энергии, обусловленное демпфирующими свойствами электродвигателя. Повторный выход РТ на 1-й восходящий участок $M_c(\omega)$ усиливает демпфирование колебаний вязким трением характеристики нагрузки, стабилизируя амплитуду АКФ.

На рис. 10.14, в отображена ДМХ при пуске ЭМС ОВТ, когда точка статического равновесия C расположена на падающем участке вблизи участка $M_c = \text{const}$. Это достигнуто благодаря большей по сравнению с предыдущими случаями скорости холостого хода $\omega_0 = 92 \text{ 1/c} > 88 \text{ 1/c} > 78 \text{ 1/c}$, что при прежней жесткости МХ электродвигателя β обеспечило больший момент пуска $M_{кз} = \beta\omega_0$ и соответствующий ему ток ЭД. В результате к моменту выхода РТ на участок, где $M_c = \text{const}$, $b = 0$, электромеханическая система обрела такое количество колебательной энергии, что одного колебания не хватило, чтобы рассеять всю избыточную энергию. В результате предельный цикл установился после нескольких колебаний, отображаемых спиралевидным характером ДМХ.

Эллиптический характер предельных циклов ДМХ на рис. 10.14 указывает на форму колебаний АКФ близкую к гармонической. Это подтверждают временные диаграммы (рис. 10.15, а, 10.16, а), на которых также отображено действие некоторых из видов обратных связей.

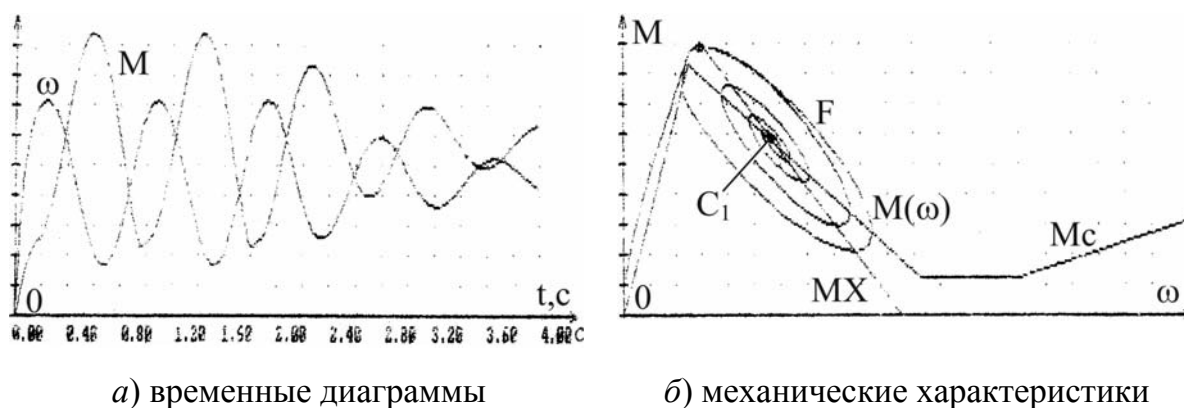


Рисунок 10.15 – Одномассовая ЭМС с ОВТ.
Подключение гибкой ОС по скорости

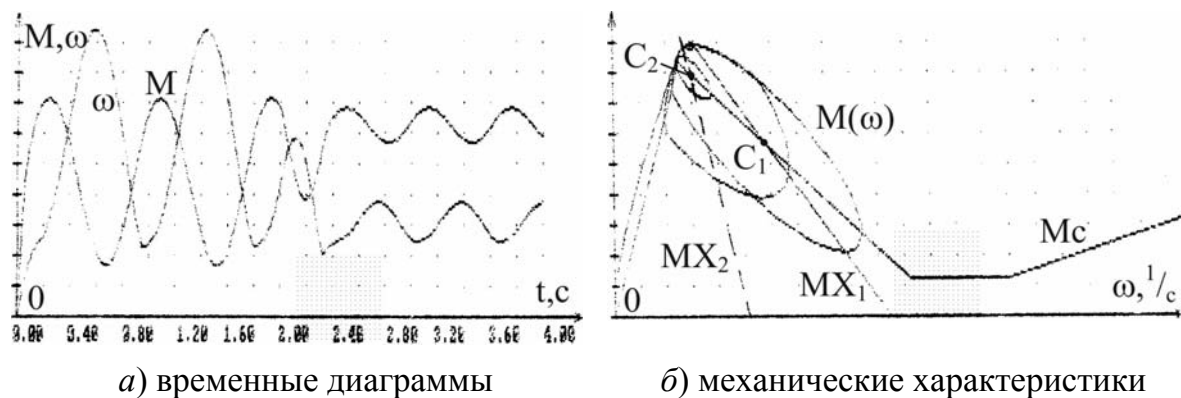


Рисунок 10.16 – Подключение жесткой ОС по скорости

На временных диаграммах (рис. 10.16, а и 10.17, а) в начальной части временного интервала отображен установившийся автоколебательный процесс, соответствующий заданию $\omega_0 = 84$ 1/с, при которой точка статического равновесия C_1 расположена несколько выше середины падающего участка (рис. 10.15, б, 10.16, б, 10.17, б).

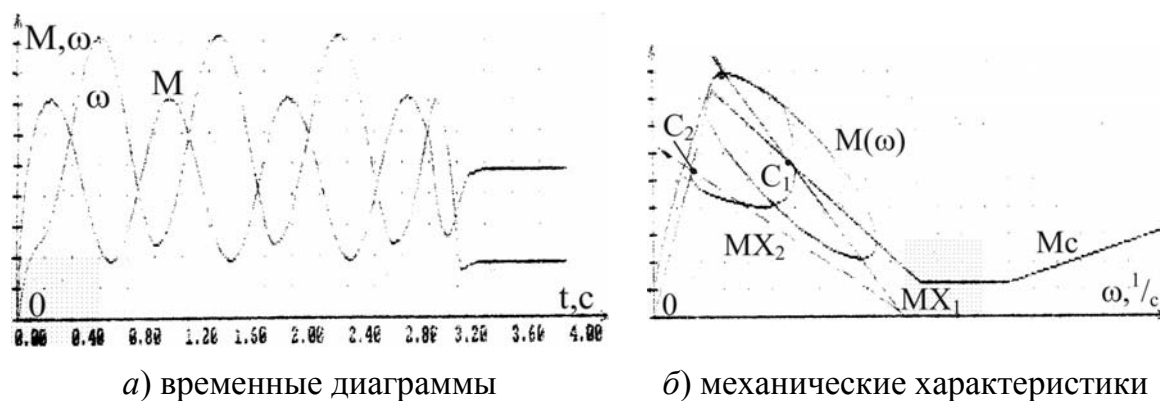


Рисунок 10.17 – Подключение жесткой ОС по току

Подключение на 2-й секунде гибкой ОС по скорости с $K_c = 0,25$ вызывает затухание АКФ. Это выражается в том, что в точке Д динамической характеристики рабочей точка «сходит» с траектории предельного цикла и по спирали приходит в точку статического установившегося режима C_1 .

При подключении жестких обратных связей по моменту и скорости происходит изменение статических механических характеристик с MX_1 на MX_2 .

Подключение жесткой отрицательной ОС по скорости, как известно, повышает жесткость MX и снижает скорость х.х. В рассматриваемом

случае, например, это привело к перемещению точки статического равновесия в положение C_2 на падающем участке вблизи максимального значения M_c (рис. 10.16, б). При этом автоколебания не были устранены, лишь уменьшилась их амплитуда.

Подключение отрицательной ОС по моменту ЭД сохраняет прежнее значение ω_0 , но уменьшает жесткость МХ. Как видно из временных диаграмм (рис. 10.17, а), после подключения АКФ сразу устраняются. Это достигается перемещением точки статического равновесия C_1 с падающего участка в точку C_2 на восходящий, на котором АКФ невозможны.

Природа фрикционных автоколебаний в двухмассовой ЭМС ОВТ аналогична природе АКФ в одномассовой. Перемещение рабочей точки по характеристике трения во время колебания происходит также, как и в одномассовой ЭМС. Так же, как и в одномассовой, причиной возникновения АКФ является ввод в ЭМС колебательной энергии в ЭМС при перемещении РТ по падающему участку характеристики трения, вызывающему расходящийся колебательный процесс. Отличием является то, что ввод этой энергии осуществляется в двухмассовую механическую подсистему с упругой связью, склонную к колебательным процессам, а демпфирующее действие электродвигателя проявляется апосредственно через колебания 1-й массы (ротора, якоря ЭД), вызванные колебательным характером упругого момента, порожденным колебаниями 2-й массы (рабочего органа).

Отличием также является и то, что в двухмассовой ЭМС вышеуказанная энергия вводится через двухмассовую механическую подсистему с упругим звеном, которая сама по себе склонна к колебательным процессам [61]. Именно поэтому в электроприводах реальных машин и механизмов фрикционные автоколебания наблюдаются обычно в тех случаях, когда проявляет себя упругость кинематической связи.

Для двухмассовой ЭМС ОВТ, как и для одномассовой, условием существования АКФ является принадлежность ее параметров, соответствующих падающему участку области расходящегося динамического процесса.

Как было показано в гл. 4, такими являются безразмерные обобщенные параметры:

$\gamma = (J_1 + J_2) / J_1$ – коэффициент соотношения масс;

$\nu = \Omega_{12}^2 / \Omega_{эм}^2$ – отношение квадратов частот недемпфированных упругих механических и электромеханических колебаний;

$T_{м1}^* = (J_1/\beta) \cdot \Omega_{12}$ – безразмерная электромеханическая постоянная электродвигателя;

$B = \beta_c / \beta$ – отношение жесткости МХ нагрузки к модулю жесткости МХ электропривода.

Расходящийся динамический процесс имеет место при пребывании рабочей точки на падающем участке, для которого $\beta_c < 0$ и $b < 0$, если при этом параметры ЭМС b и $T_{м1}^*$ принадлежат зоне неустойчивости по отношению к границам колебательной устойчивости (рис. 4.5). В свою очередь, форма границ устойчивости определяется принадлежностью тому или иному сектору параметров γ и v (см. рис. 4.4).

Ниже приведены рассчитанные на компьютере временные диаграммы, отражающие формы фрикционных автоколебаний в зависимости от сочетания параметров γ , v , $T_{м1}^*$ и b .

Расчеты были выполнены в 1989 г. инженером Осичевым А.В. на ЭВМ «Искра-1030» по математической модели в виде системы уравнений в нормальной форме Коши с использованием относительных параметров. За базовые величины приняты номинальные значения M_n и ω_n .

Так как ранее использовавшиеся в тексте относительные значения величин, обозначавшихся знаком «*», имели иные базовые величины, использовавшие в качестве базовых, значение жесткости естественной МХ электродвигателя β_e , скорость холостого хода ω_0 , $M_\delta = \beta_e \omega_{0e}$, в нижеприведенной математической модели относительные величины обозначены знаком «0».

В соответствии со структурной схемой (рис. 5.1) справедлива система уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dM^0}{dt} = \left[\beta^0 (\omega_{03}^0 - \omega_1^0 - M^0) \right] / T_3 \\ \frac{d\omega_1^0}{dt} = (M^0 - M_{12}^0) / J_1^0 \\ \frac{dM_{1,2}^0}{dt} = C_{12}^0 (\omega_1^0 - \omega_2^0) + \beta_{12} \left(\frac{d\omega_1^0}{dt} - \frac{d\omega_2^0}{dt} \right) \\ \frac{d\omega_2^0}{dt} = (M_{12}^0 - M_c^0) / J_2^0 \end{array} \right. \quad (10.16)$$

где
$$\beta^0 = \frac{\beta \omega_{\text{н}}}{M_{\text{н}}}; \quad \omega^0 = \frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}; \quad J_1^0 = \frac{J_1 \omega_{\text{н}}}{M_{\text{н}}}; \quad J_2^0 = \frac{J_2 \omega_{\text{н}}}{M_{\text{н}}}, \quad (10.17)$$

а звено электромеханического преобразования энергии принято апериодическим звеном 1-го порядка $W_{\text{д}} = \frac{\beta}{T_{\text{э}} p + 1}$.

Чтобы получить систему уравнений замкнутой системы ЭП, достаточно дополнить систему уравнений (10.16) зависимостью, устанавливающей закон изменения во времени задаваемой на вход электродвигателя скорости холостого хода $\omega_{\text{оз}}$, зависящей от сигнала управления на входе звена «регулятор-преобразователь» и передаточной функции этого звена, исходя из представленной на рис. 5.1 структурной схеме ЭМС ОВТ с типовыми ОС.

Примем звено «регулятор-преобразователь» безынерционным с передаточной функцией $W_{\text{рп}}(p) = K_{\text{п}}$. Тогда величина $\omega_{\text{оз}}(t)$ может быть определена из уравнения:

$$\omega_{\text{оз}}(t) = [U_{\text{з}} - U_{\text{ос}}(t)] K_{\text{п}}, \quad (10.18)$$

где $U_{\text{ос}}(t)$ – суммарное напряжение обратной связи.

Преобразуем зависимость (10.18) к виду

$$\omega_{\text{оз}}(t) = \omega_0 - K_{\text{п}} U_{\text{ос}}(t), \quad (10.19)$$

где $\omega_0 = U_{\text{з}} K_{\text{п}}$ – скорость холостого хода разомкнутой системы ЭП.

Зависимости $\omega_{\text{оз}}(t)$ определяются типом выбранной ОС путем подстановки в (10.19) значений $U_{\text{ос}}(t)$. При этом для жестких связей

$$U_{\text{ос}i}(t) = K_i U_i, \quad (10.20)$$

а для гибких

$$U_{\text{ос}i}(t) = T_i \frac{dU_i}{dt}, \quad (10.21)$$

где U_i – координата, по которой осуществляется ОС.

Таким образом, решение системы уравнений (10.16) с включением в нее одного из уравнений (10.20), (10.21) дает описание динамических процессов в ЭМС с выбранным типом связи.

Для получения расчетных уравнений выполним некоторые преобразования зависимостей (10.16), (10.20), (10.21).

Во-первых, осуществим переход к относительному времени $t^* = t \Omega_{12}$. Во-вторых, представим указанные зависимости в обобщенных параметрах γ , T_{m1}^* , ν , b , μ . Для количественного описания обратных связей воспользуемся коэффициентами α_{c1} , α_{c2} , α_m соответственно равными

$$\alpha_{c1} = K_{\Pi} K_{KC1}^*; \quad \alpha_{c2} = K_{\Pi} K_{KC2}^*; \quad \alpha_m = K_{\Pi} \beta K_{KM}^*,$$

где $K_i^* = K_i \Omega_{12}$. В результате указанных преобразований получим следующие уравнения:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_1^0}{dt_*} = (M^0 - M_{12}^0) / \beta^0 T_{m1}^* \\ \frac{d\omega_2^0}{dt_*} = (M_{12}^0 - M_c^0) / [\beta^0 T_{m1}^* (\gamma - 1)] \\ \frac{dM_{12}^0}{dt_*} = (\gamma - 1) T_{m1}^* \beta^0 \left[\omega_1^0 - \omega_2^0 + \mu \left(\frac{d\omega_1^0}{dt_*} - \frac{d\omega_2^0}{dt_*} \right) \right] / \gamma, \\ \frac{dM^0}{dt_*} = [(\omega_{03}^0 - \omega_1^0) \beta^0 - M^0] T_{m1}^* / \nu \end{cases} \quad (10.22)$$

где в зависимости от вида ОС:

$$\omega_{03\omega1}^0 = \omega_0^0 - \alpha_{c1} (M^0 - M_{12}^0) / \beta^0; \quad (10.23)$$

$$\omega_{03\omega2}^0 = \omega_0^0 - \alpha_{c2} (M_{12}^0 - M_c^0) / [(\gamma - 1) \beta^0]; \quad (10.24)$$

$$\omega_{03M_{12}}^0 = \omega_0^0 - \alpha_m \nu \frac{dM_{12}^0}{dt_*} / \beta^0 T_{m1}^*. \quad (10.25)$$

Система уравнений (10.22) нелинейна. Нелинейный характер ей придает зависимость $M_c^0(\omega_{ck}^0)$, соответствующая характеристике трения.

Характеристика $M_c^0(\omega_{ck}^0)$ задана выражениями:

$$M_{c1}^0 = A(\omega_{ck}^0)^2 + B\omega_{ck}^0 + C, \quad \text{если } \omega_{ck}^0 < U_x \quad (10.26)$$

$$\text{и} \quad M_{c2}^0 = M_{c0}^0 + \beta_c^0 (\omega_{ck}) + \alpha_1 (\omega_{ck}^0 < U_x)^2 + \alpha_2 (\omega_{ck}^0 < U_x)^3, \quad (10.27)$$

если $\omega_{ck}^0 > U_x$,

что соответствует ее виду, показанному на рис. 10.18.

В точке X кубическая и квадратичная параболы совмещаются без скачка производной, что задается условиями

$$M_{c1}^0(\omega_{ck}^0) = M_{c2}^0(\omega_{ck}^0), \quad \frac{dM_{c1}^0(\omega_{ck}^0)}{d\omega_{ck}^0} = \frac{dM_{c2}^0(\omega_{ck}^0)}{d\omega_{ck}^0}. \quad (10.28)$$

Применив условия (10.28) к зависимостям (10.26) и (10.27), определим коэффициенты A, B, C , после чего получим:

$$M_{c1}^0 = \frac{\beta_c^0 U_x - M_x^0}{(U_x)^2} (\omega_{ck})^2 + \frac{2M_x^0 - \beta_c^0 U_x}{U_x} \omega_{ck}, \quad \text{если } \omega_{ck}^0 < U_x \quad (10.29)$$

и

$$M_{c2}^0 = M_{c0}^0 + \beta_c^0 \omega_{ck}^0 + \alpha_1 (\omega_{ck}^0 - U_x)^2 + \alpha_2 (\omega_{ck}^0 - U_x)^3, \quad (10.30)$$

если $\omega_{ck}^0 \geq U_x$.

Форма записи характеристики трения, представленная в виде зависимостей (10.29), (10.30), имеет некоторые преимущества в технике экспериментирования по сравнению с заданием данной характеристики, например, полиномом пятой степени [79] или кубическим полиномом [33]. Преимущества определяются в основном простотой задания всей характеристики трения наиболее характерными величинами: координатами точки в области максимального коэффициента трения и крутизной падающего участка.

Ниже представлены результаты расчета диаграмм динамических процессов по вышеприведенной математической модели и даны пояснения по формам фрикционных колебаний.

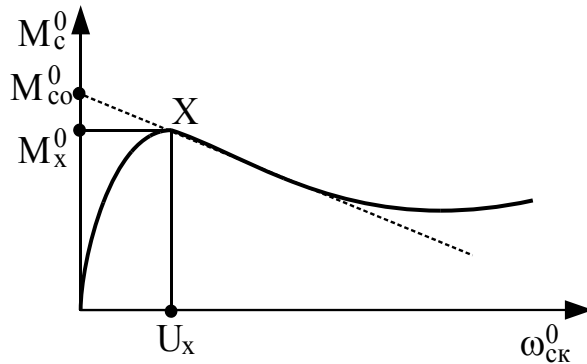


Рисунок 10.18 – Аппроксимация характеристики трения

Величины на временных диаграммах и динамических характеристиках представлены в относительных единицах по отношению к ранее принятым базовым величинам и в масштабе, указываемом для каждой величины. Так, например, если масштаб момента указан как $M_M = 0,15$, то это означает, что одно деление оси ординат соответствует $0,15 M_H$, масштаб скорости $M_\omega = 0,1$, одно деление – $0,1 \omega_H$.

Градуировка оси времени также выполняется в относительных единицах $t^* = t\Omega_{12} = 2\pi \frac{t}{T_{12}}$, то есть по существу время измеряется числом периодов частоты недемпфированного механического резонанса механической системы. При этом одному периоду T_{12} соответствует $2\pi = 6,28$ единиц относительного времени t^* .

На рис. 10.19, а представлены временные диаграммы нестационарного процесса возбуждения АКФ при пуске ЭМС с параметрами:

$$\gamma = 1,2; \nu = 25; T_{M1}^* = 6; b = 0,4; \beta = 3; \mu = 0,096.$$

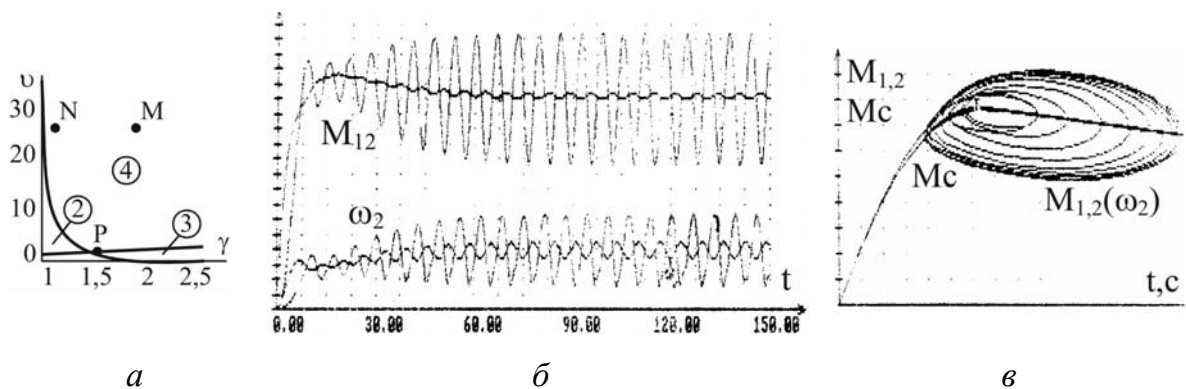


Рисунок 10.19 – Динамические процессы в двухмассовой системе с параметрами $\gamma = 1,2; \nu = 25; T_{M1}^* = 6; b = 0,4$

Характеристика трения нагрузки задавалась в соответствии с рис. 10.18 относительными значениями $M_x^0 = 2,3$ и $U_x^0 = 0,2$.

Параметры системы принадлежат сектору 4 (точка N рис. 10.19, а), для которого характерны границы колебательной устойчивости вида (рис. 4.5). В плоскости $[b; T_{M1}^0]$ отображающая точка данной системы находится только вне одной границы колебательной устойчивости, рассчитанной при изменении переменного параметра Ω^* в диапазоне значений $[\Omega_4^* = 1; \Omega_1^*]$.

Такому сочетанию параметров соответствует автоколебательный режим с частотой близкой к частоте Ω_{12} , что подтверждает рис. 10.19, б. Масштабы временных диаграмм моментов M – электродвигателя и M_{12} – упругой связи $M_m = 0,15$, скорости $M_\omega = 0,075$.

Так как $\gamma = 1,2$, т. е. момент инерции J_2 в 5 раз меньше J_1 , амплитуда колебаний скорости ω_1 существенно меньше, чем скорости ω_2 . Большое значение $\nu = (\Omega_{12}^2 / \Omega_{эм}^2) = 25$ указывает на слабую взаимосвязь электро-механической и электрической подсистем. Это проявляется в слабом демпфировании электроприводом упругих колебаний. По его динамической характеристике $M_{12}(\omega_2)$ (рис. 10.19, в) видно, что для установления предельного цикла потребовалось 8 колебаний, в течение которых происходило нарастание амплитуды.

На рис. 10.20 отображены динамические процессы ЭМС, параметры которой в плоскости $[\gamma; \nu]$ также принадлежат сектору 4 (точка М рис. 10.19, а), однако отличающейся от предыдущей бóльшим значением коэффициента соотношения масс $\gamma = 1,8$ (было $\gamma = 1,2$) и электро-механической постоянной времени электродвигателя $T_{м1}^* = 2$ (было $T_{м1}^* = 6$).

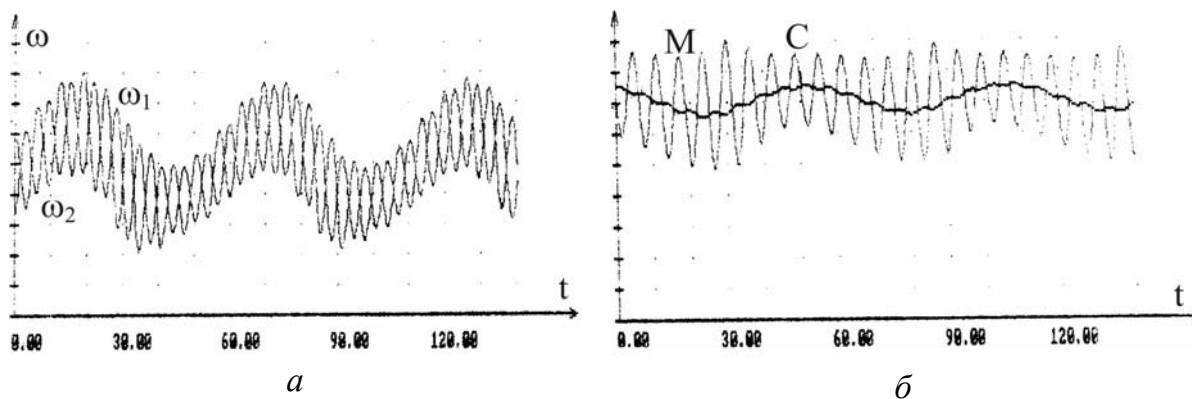


Рисунок 10.20 – Динамические процессы в двухмассовой ЭМС с фрикционной нагрузкой $\gamma = 1,8$; $\nu = 25$; $T_{м1}^* = 2$; $b = -0,4$; $U_x = 0,2$, $M_x = 2,3$

Увеличение массы J_2 до значения $J_2 = 0,8 J_1$ отразилось в сопоставимых амплитудах колебаний скорости ω_1 и ω_2 (рис. 10.20, а), что естественно, т. к. эти колебания происходят под действием одного и того же упругого момента M_{12} . Это привело также к усилению взаимосвязи электрической и механической подсистем ЭМС и возбуждению низкочастотных автоколебаний, частота которых приблизительно в 10 раз ниже частоты упругих механических. Низкочастотные колебания в меньшей мере

сглаживаются механической и электромагнитной инерционностями электрической подсистемы, что нашло отражение в большей амплитуде низкочастотной составляющей колебаний момента ЭД M по сравнению с высокочастотной (рис. 10.20, б). Масштабы диаграмм в данном расчете $M_m = 0,3$; $M_\omega = 0,06$. Параметры характеристики трения $U_x^0 = 0,2$, $M_x^0 = 2,25$.

Следующие временные диаграммы (рис. 10.21) показывают, сколь велико может быть влияние на форму АКФ характеристик трения нагрузки. Параметры электромеханической системы остались в основном теми же, что и в предыдущем случае: $\gamma = 1,4$; $\nu = 25$; $T_{m1}^* = 2$; $b = 0,4$. В то же время изменение параметров характеристики трения с $U_x^0 = 0,2$ на $U_x^0 = 0,1$ и с $M_x^0 = 2,3$ на $M_x^0 = 2,6$ привело к существенному изменению формы АКФ. Появились интервалы возбуждения и затухания высокочастотных колебаний (рис. 10.21, а).

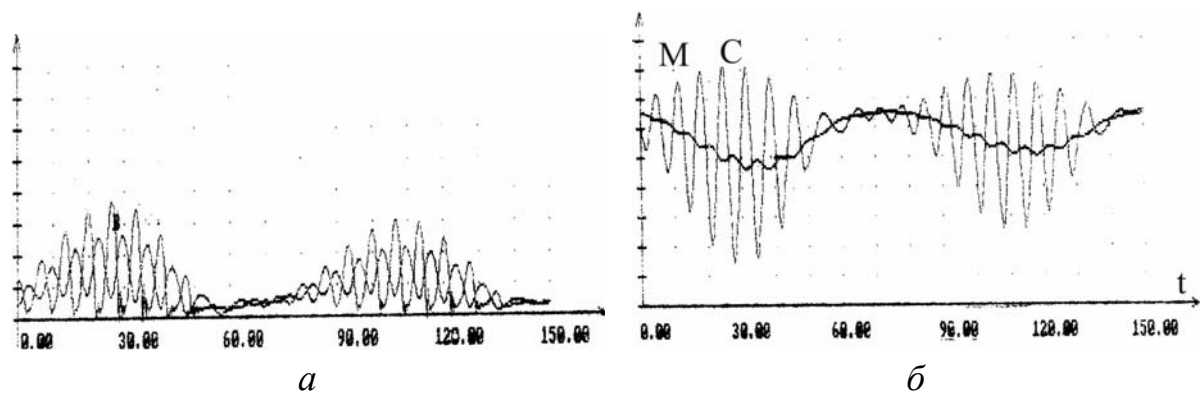


Рисунок 10.21 – Динамические процессы в двухмассовой ЭМС с фрикционной нагрузкой $\gamma = 1,4$; $\nu = 25$; $T_{m1}^* = 2$; $b = -0,4$; $U_x = 0,2$, $M_x = 2,3$

Объясним данное явление с помощью рис. 10.22, на котором в линеаризованном виде приведены механические характеристики нагрузки для предыдущего случая – M_{c1} , а рассматриваемого – M_{c2} и электропривода МХ. Изменение параметров характеристики трения привело к тому, что если раньше точка статического равновесия C_1 располагалась в верхней части падающего участка (рис. 10.22), то теперь она сместилась в среднюю часть (точка C_2). В этом случае при пуске перемещение рабочей точки по направлению к точке статического равновесия сопровождается

введением в систему бóльшего количества колебательной энергии. При этом происходит увеличение амплитуд колебаний скорости и упругого момента, что подтверждают временные диаграммы (рис. 10.21, *а, б*), масштаб: $M_\omega = 0,25$; $M_M = 0,4$.

Выход рабочей точки на восходящий участок характеристики трения в рассматриваемом случае сопровождается более интенсивным рассеиванием колебательной энергии вследствие его большей крутизны по сравнению с предыдущим случаем. При этом создаются условия для полного затухания АКФ повышенной частоты в течение отрицательной полуволны низкочастотной составляющей колебания скорости ω_2 .

Возвращение рабочей точки на падающий участок под действием момента ЭД по статической характеристике к точке статического равновесия C_2 вызывает повторное возбуждение фрикционных автоколебаний. Вышеприведенное объяснение согласуется расчетными временными диаграммами рис. 10.21, *а, б*.

На форму АКФ весьма сильно влияет близость значений недемпфированных частот механических Ω_{12} и электромеханических $\Omega_{эм}$ колебаний. На рис. 10.23 отображены автоколебательные процессы в ЭМС со значением $\nu = \Omega_{12}^2 / \Omega_{эм}^2 = 1,5$ (т. е. $\Omega_{12} / \Omega_{эм} \approx 1,2$). Коэффициент соотношения масс $\gamma = 1,6$, т. е. отображающая точка в плоскости $[\gamma; \nu]$ принадлежит сектору 3 (точка Р рис. 10.19, *а*), колебания скорости рабочего органа ω_2 одночастотны имеют существенно негармонический (релаксационный) вид. Данные АКФ имеют характерные особенности.

Во-первых, в скорости двигателя ω_1 помимо явно выраженных колебаний с частотой, равной частоте колебаний исполнительного органа, в интервалах перемещения РТ по восходящему участку МХ нагрузки имеют место другие колебания с малой амплитудой. Их наличие не следует рассматривать как проявление двухчастотности автоколебательного процесса, так как они являются следствием возмущения, вносимого в ЭМС при резком переходе рабочей точки с падающего участка характеристики трения на восходящий.

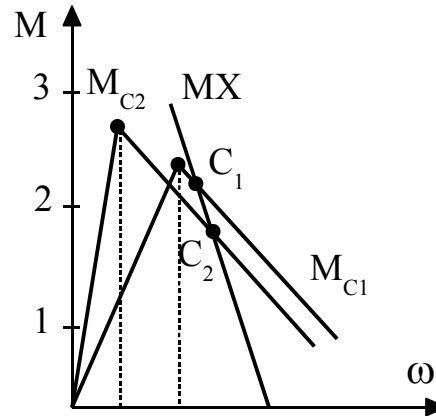


Рисунок 10.22 – Влияние параметров характеристики трения на положение точки статического равновесия

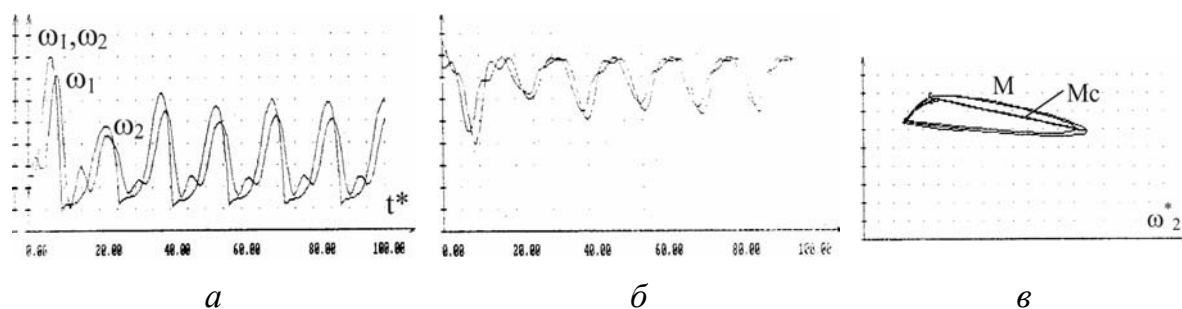


Рисунок 10.23 – Динамические процессы в двухмассовой ЭМС с фрикционной нагрузкой $\gamma = 1,6$; $\nu = 1,5$; $T_{M1}^* = 0,8$; $b = -0,45$; $U_x^0 = 0,2$, $M_x = 2,3$

Вторая существенная особенность заключается в том, что при низкочастотных автоколебаниях кривые ω_1 и ω_2 не только не находятся в противофазе, как это типично для колебаний в упругих двухмассовых системах, но и напротив, по фазе весьма близки. Такое фазовое соотношение свидетельствует об одночастотности АКФ как следствия сильной взаимосвязи между механической и электрической подсистемами ЭМС. Упругость кинематической связи проявляется в некотором сдвиге фаз колебаний ω_1 и ω_2 , а также в появлении колебаний в скорости ЭД во время нахождения рабочей точки на восходящем участке. Об этом свидетельствуют временные диаграммы M , M_{12} (рис. 10.23, б), а также динамическая характеристика $M_{12}(\omega_2)$ (рис. 10.23, в).

На рис. 10.24, а, б представлены временные диаграммы жесткого самовозбуждения АКФ, соответствующих прямому включению электродвигателя.

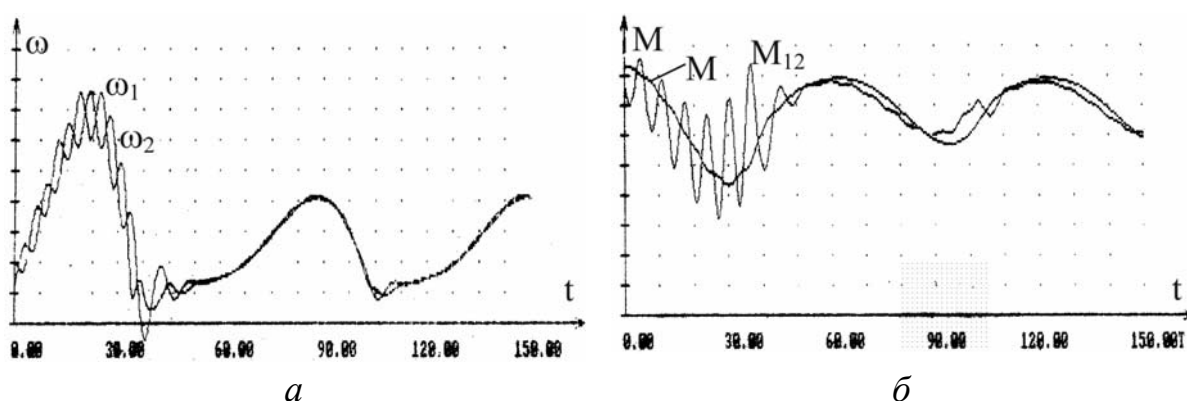


Рисунок 10.24 – Динамические процессы при жестком самовозбуждении ЭМС с параметрами $\gamma = 1,8$; $\nu = 2,5$; $T_{M1}^* = 2$; $b = -0,5$; $U_x^0 = 0,2$, $M_x = 2,3$

Временные диаграммы (рис. 10.24, *а, б*) отображают процессы в ЭМС с параметрами $\gamma = 1,8$; $\nu = 2,5$; $T_{m1}^* = 2$; $b = -0,5$; $U_x^0 = 0,2$, $M_x = 2,3$. Данные параметры соответствуют расходящимся колебательным динамическим процессам в обеих подсистемах ЭМС. Упругие колебания более высокой частоты механической подсистемы, возбудившись благодаря большому значению пускового момента после выхода рабочей точки на восходящий участок по низшей частоте, затухают. На последующих интервалах движения по падающему участку они не успевают возрасти до заметных значений из-за малого количества вводимой энергии по сравнению с рассеиваемой. Таким образом, автоколебания становятся по сути одночастотными. На существование данного явления в механических системах с несколькими собственными частотами указывалось в [70, 74].

На рис. 10.25, *а, б* представлен динамический процесс в ЭМС, обобщенные параметры которой принадлежат области статической неустойчивости ($b < -1$). Из временных диаграмм следует, что в такой системе с параметрами $b = -2$, а также $\gamma = 1,6$; $\nu = 1,5$; $T_{m1} = 0,8$ устанавливаются релаксационные АКФ с явно выраженным несинусоидальным характером изменения скорости второй массы ω_2 . Их частота существенно ниже частоты недемпфированного резонанса упругой двухмассовой системы ($0,63 \Omega_{12}$). Такое снижение частоты АКФ объясняется, во-первых, уменьшением собственной частоты механических колебаний линеаризованной ЭМС при избранных значениях обобщенных параметров и, во-вторых, относительно медленным и длительным движением рабочей точки вдоль восходящего участка характеристики трения, что увеличивает период колебаний.

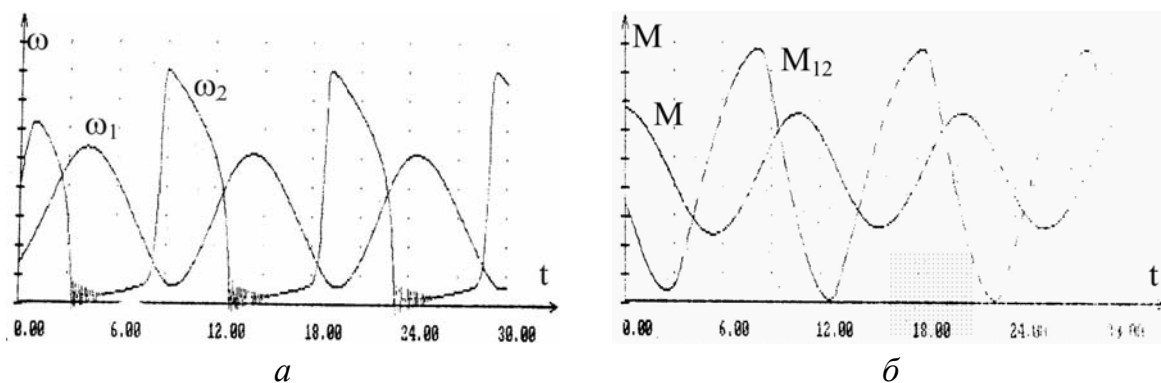


Рисунок 10.25 – Динамические процессы в двухмассовой ЭМС статически неустойчивой на падающем участке M_X нагрузки:

$\gamma = 1,13$; $\nu = 4,68$; $T_{m1}^* = 3,14$; $b = -2$; $U_x = 0,1$, $M_x = 2,5$; $AL1 = -3$; $AL2 = 4$

Казалось бы, в условиях нелинейной нагрузки с двумя восходящими участками в характеристике трения динамический процесс должен был бы закончиться установившимся режимом в одной из точек статического равновесия какого-либо из восходящих участков, однако этого не происходит.

Поясним сущность наблюдаемого явления, учтя все характерные участки нелинейной фрикционной нагрузки M_c , используя их линеаризацию (рис. 10.26).

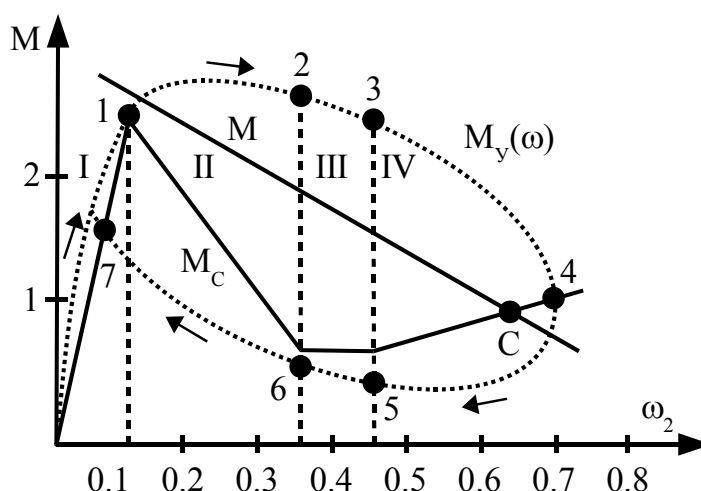


Рисунок 10.26 – К физической природе АКФ в статически неустойчивой ЭМС ОБТ

Взаиморасположение механической характеристики электродвигателя – M_X и фрикционной нагрузки M_c таково, что точка статического равновесия C находится на 2-ом восходящем участке IV.

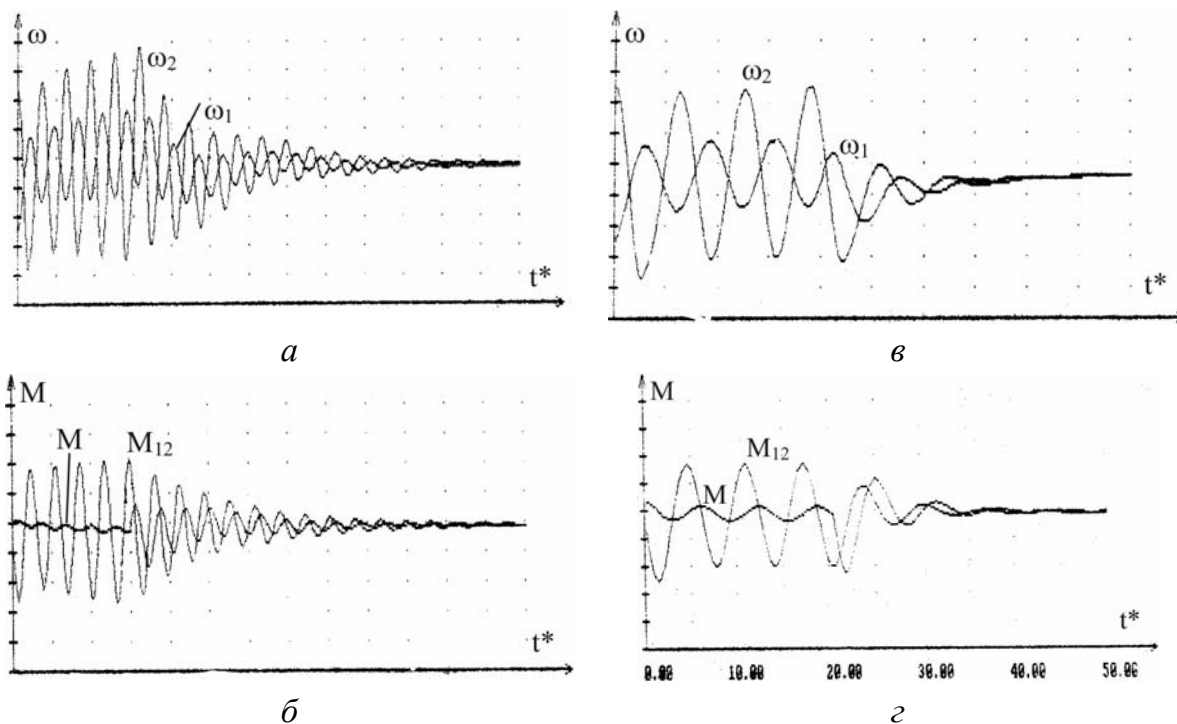
Включение электродвигателя повлечет значительное увеличение его момента M и незначительное – скорости ω_2 .

В результате к моменту выхода РТ в точку 1 упругий вал оказывается достаточно закручен, имея большой упругий момент M_y . В точке 1 происходит срыв в избыточное проскальзывание и под действием большого динамического момента $M_{дин} = M_y - M_c$ происходит быстрое нарастание скорости ω_2 . В точках 2 и 3 изменяются условия протекания колебательного процесса, усиливается рассеивание колебательной энергии, накопленной при перемещении РТ по падающему участку. Вследствие колебательного характера процесса, скорость уменьшается и достигает по динамической характеристике точки 6, начиная с которой вновь идет расходящийся процесс снижения скорости (т. к. $M_y(\omega) < M_c$). По достижении положения 7 на восходящем участке процесс ускорения исполни-

тельного органа (J_2) возобновляется, т. к. по статическим характеристикам для этой точки $M > M$. Далее процесс повторяется, причем колебания ω_2 носят явно выраженный релаксационный характер.

Таким образом, условием установления релаксационных АКФ в двухмассовой ЭМС с ОВТ со статической неустойчивостью на падающем участке является их жесткое самовозбуждение при отсутствии точки статического равновесия на 1-м восходящем участке и учет всех характерных участков МХ нелинейной фрикционной нагрузки.

На рис. 10.27 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие влияние некоторых типовых ОС на динамический процесс в системе. Подключение гибких обратных связей производилось к разомкнутой системе, в которой существует стационарный или развивается автоколебательный процесс. Расчеты подтвердили предсказываемое теорией поведение ЭМС после подключения того или иного вида ОС. Рис. 10.27 *в, з*, например, иллюстрирует, что подключение гибкой отрицательной связи по упругому моменту при выбранных значениях параметров γ , ν , T_{M1}^* , b весьма эффективно подавляет автоколебательный процесс.



а, б – гибкая ОС по ω_2 $\alpha_{c2} = -0,7$

в, з – гибкая ОС по M_{12} , $\alpha_m = 0,2$

Рисунок 10.27 – Устранение АКФ гибкими обратными связями;
параметры двухмассовой ЭМС: $\gamma = 1,4$; $\nu = 25$; $T_{M1}^* = 7$; $b = -0,25$; $U_x = 0,1$, $M_x = 2,5$

Важнейшим результатом настоящего раздела является установление факта существования широкого многообразия форм АКФ и их зависимости от таких факторов, как параметры электропривода и характеристики трения, место расположения точки статического равновесия на падающем участке, начальные условия динамического процесса, способ самовозбуждения автоколебаний.

Сопоставление расчетных временных диаграмм с осциллограммами процессов избыточного проскальзывания в реальных машинах и механизмах указывает на достаточно хорошее совпадение форм. К сожалению, не все снятые в производственных условиях осциллограммы отображают полный набор координат, необходимых для сравнения. Тем не менее, сделанная оценка позволяет сделать вывод о приемлемости используемых в книге математических моделей для определения возможности возникновения фрикционных автоколебаний.

10.4. Особенности нестационарных процессов в электроприводах с электромагнитной фрикционной муфтой. Явление «подвозбуждения» упругих колебаний

В электроприводах ряда устройств и механизмов, например, в раскладчиках намоточных станков в промышленных швейных машинах, в сканирующих устройствах и в др. применяется электропривод с электромагнитной фрикционной муфтой (ЭФМ). Данный вид ЭП при определенных обстоятельствах имеет ряд преимуществ по сравнению с традиционными решениями реверсивного ЭП:

- снижается мощность электродвигателя (благодаря меньшим динамическим токам);
- повышается КПД электропривода благодаря возможности обеспечения работы электродвигателя в режимах близких к номинальному при меньших колебаниях тока двигателя;
- исключается динамическое перерегулирование по скорости;
- сокращаются потери энергии за счет многократного уменьшения затрат ее на изменение кинетической энергии ротора электродвигателя;
- повышается быстродействие реверсирования;
- появляется дополнительный канал регулирования по обмотке электромагнитной фрикционной муфты;

- появляется возможность использования нереверсивного преобразования вместо реверсивного.

Расчеты величины $\frac{\Delta W_1}{\Delta W_2}$ – отношения потерь энергии за время реверса при осуществлении его по силовой цепи ЭД и с помощью ЭФМ в функции от относительного времени реверса $t_p^* = \frac{t_p}{T_m}$ для различных значений коэффициента соотношения масс γ – показывают, что, например, при $t_p^* = 5$ и $\gamma = 1,1$ потери ΔW_1 в 5 раз, а при $\gamma = 1,05$ – в 9 раз больше, чем в ЭП с ЭФМ.

Указанные преимущества, в свою очередь, обеспечивают улучшение таких важных технико-экономических показателей реверсивного электропривода как производительность, надежность, стоимость, эксплуатационные расходы, материалоемкость и другие.

Принцип работы реверсивного ЭП с ЭФМ уясним из кинематической схемы сканирующего устройства, представленной на рис. 10.29.

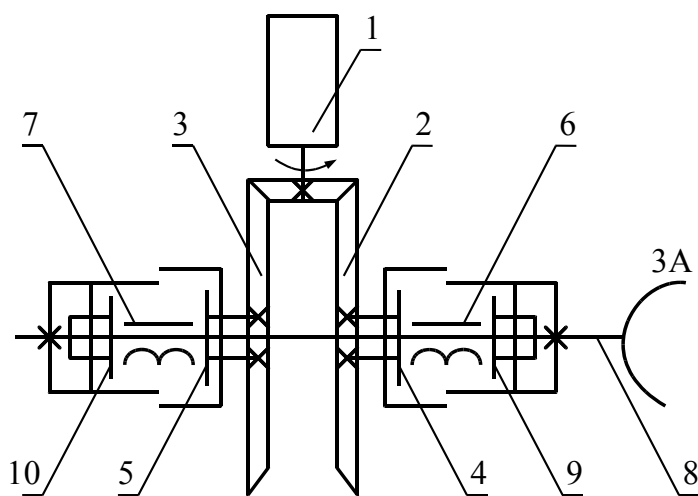


Рисунок 10.29 – Кинематическая схема электропривода сканирующего устройства

Вал электродвигателя 1 жестко сочленен с ведущей конической шестерней, которая приводит во вращение две ведомые шестерни 2 и 3. На валах данных шестерен, вращающихся в противоположных направлениях, жестко закреплены ярма электромагнитных муфт с обмотками и неподвижные относительно них фрикционные диски 4 и 5. Вышеуказанные валы полые, и внутри них расположен выходной вал 8, на котором

укреплены зеркало антенны 3А, а также якоря муфт и подвижные фрикционные диски 9, 10 со скользящей шлицевой посадкой. При включении муфты подвижные диски притягиваются к неподвижным и увлекаются ими. Включение и отключение муфт производится в противофазе, благодаря чему движение 3А носит возвратно-вращательный характер.

В процессе движения ЭП можно выделить следующие этапы.

Первый – это этап установившегося движения (сканирование), когда рабочий орган устройства совершает вращательное движение с постоянной скоростью в пределах сектора обзора. Пакет фрикционных дисков полностью сцеплен, то есть проскальзывание отсутствует.

Второй этап движения системы начинается с момента подачи сигнала на реверс рабочего органа, то есть на переключение блока муфт, и заканчивается в момент достижения дисками второй муфты положения, при котором воздушный зазор между ними равняется нулю, но сцепление поверхностей трения отсутствует. На втором этапе происходит уменьшение осевой силы $P_1(t)$, развиваемой электромагнитом выключаемой, и рост осевой силы $P_2(t)$, развиваемой электромагнитом включаемой муфты. Из-за уменьшения силы $P_1(t)$ крутящий момент $M_{кр}$, передаваемый первой муфтой исполнительному органу, будет также уменьшаться.

Уменьшение крутящего момента, передаваемого выключаемой муфтой, будет происходить до тех пор, пока осевая сила $P_1(t)$ не сравняется с силой возвратной пружины. При этом произойдет расцепление поверхностей трения данной муфты, и крутящий момент, передаваемый ею, станет равным нулю.

В то же время, под действием возрастающей силы электромагнита включающей муфты $P_2(t)$ при превышении силы его возвратной пружины, будет происходить движение якоря этой муфты по выходному валу до соприкосновения поверхностей трения.

В промежуток времени спадания крутящего момента, передаваемого первой муфтой, проскальзывания поверхностей трения относительно друг друга не будет, так как длительность этого промежутка времени чрезвычайно мала, и угловая скорость вращения рабочего органа в течение этого времени остается практически неизменной из-за запасенной им кинетической энергии. Настройка муфт должна быть такой, чтобы к моменту соприкосновения поверхностей трения выключаемой муфты диски включающей уже расцепились, то есть крутящий момент, передаваемый

первой муфтой, стал равным нулю. Это достигается за счет того, что время отпускания электромагнитной фрикционной муфты в два раза меньше времени ее притяжения.

Третий этап – это этап реверса рабочего органа. Он начинается с момента соприкосновения поверхностей трения второй муфты и заканчивается полным сцеплением фрикционных дисков, когда приведенная угловая скорость электродвигателя и скорость выходного вала становятся равными. В течение этого этапа происходит проскальзывание поверхностей трения относительно друг друга. Возникающий при этом момент трения M_T будет тормозным для двигателя и движущим для рабочего органа. Его величина может быть определена по формуле

$$M_T = P_2(t) \Psi_{\text{тр}}(\omega_{\text{ск}}) R_{\text{ср}}, \quad (10.28)$$

где $P_2(t)$ – осевая сила электромагнита, зависящая от времени;

$\Psi_{\text{тр}}(\omega_{\text{ск}})$ – кинетический коэффициент трения, зависящий от относительной скорости проскальзывания поверхностей трения;

$R_{\text{ср}}$ – средний радиус поверхности трения муфты.

В процессе проскальзывания момент трения $\Psi_{\text{тр}}$ не будет оставаться постоянным, так как величины, определяющие его, будут изменяться. Изменение осевой силы электромагнита на этом этапе движения системы может быть выражено формулой

$$P_2(t) = P_2 \left(1 - e^{-\frac{t+t_c}{T}} \right), \quad (10.29)$$

где P_2 – значение установившейся осевой силы электромагнита;

t – время с момента соприкосновения фрикционных дисков;

T – постоянная времени электромагнита муфты;

t_c – время, прошедшее с момента подачи сигнала на включение муфты до момента начала сцепления ее поверхностей трения.

Третий этап исключительно важен для сканера, так как на этом этапе происходит потеря сканируемой информации из-за изменения скорости и нестационарных процессов, вызванных изменением скорости проскальзывания дисков.

Определим характер этих процессов, исходя из механической расчетной схемы, изображенной на рис. 10.30, а.

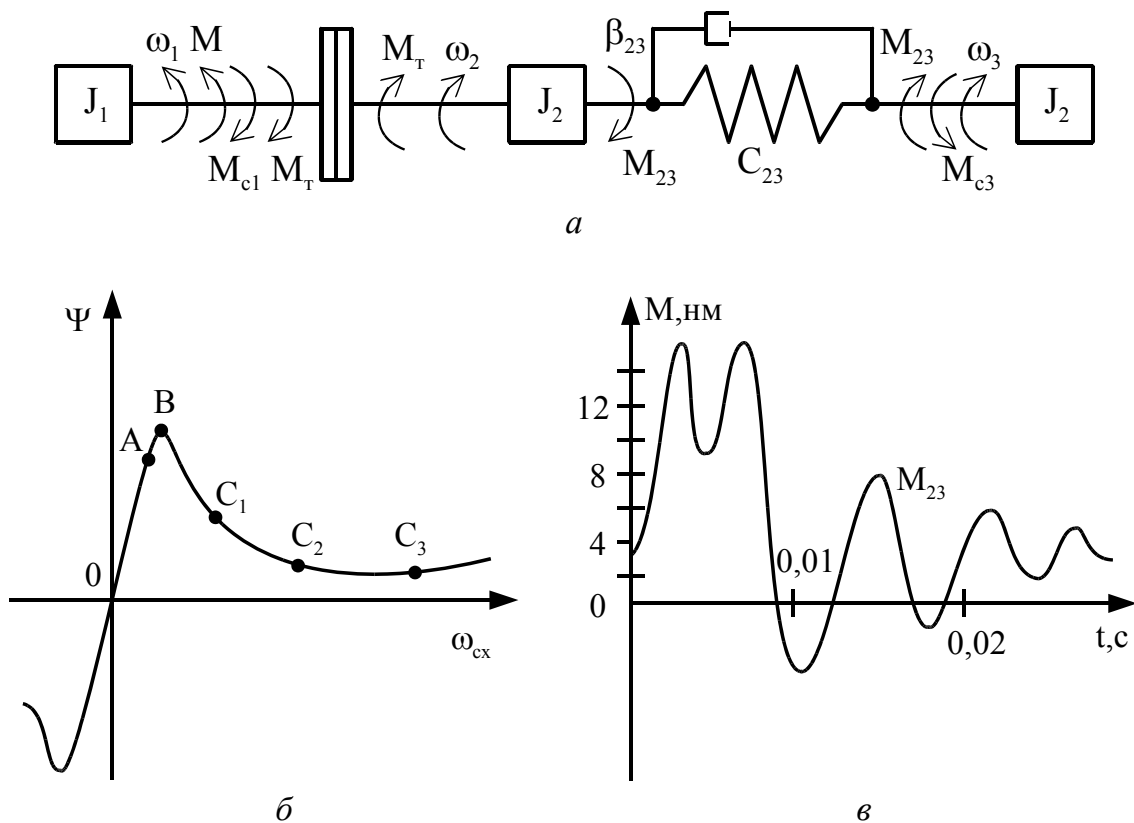


Рисунок 10.30 – Нестационарный процесс при проскальзывании фрикционных дисков:

a – расчетная схема механической части; b – характеристика трения; v – временная диаграмма упругого момента

Здесь J_1 – момент инерции жестко связанных якоря двигателя, ведущей и ведомых конических шестерен, а также жестко связанной с валом шестерни части ЭФМ. На эту массу действуют электромагнитный момент двигателя M и суммарный момент потерь на валу двигателя и жестко связанных с ним элементов M_{c1} . J_2 – момент инерции поводка с кулачками. Механическая связь между первой и второй массами осуществляется посредством трения, с моментом $M_T = f(t, \Delta\omega)$. J_3 – момент инерции рабочего органа и жестко связанных с ним элементов. На эту массу действует момент сопротивления ее движению M_{c3} . Механическая упругая связь между второй и третьей массами характеризуется жесткостью C_{23} с коэффициентом внутреннего вязкого трения β_{23} . Все вышеуказанные величины приведены к скорости рабочего органа.

Изменение коэффициента трения $\Psi_{тр}$ в процессе проскальзывания учтем зависимостью коэффициента трения от относительной скорости проскальзывания пары трения вида (рис. 10.30, b).

Движение системы на рассматриваемом этапе с учетом электромагнитных свойств двигателя описывается системой дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} M - M_{c1} - M_T = J_1 \frac{d\omega}{dt}; \\ M_T - (M_{23} + M_{BT}) = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\ (M_{23} + M_{BT}) - M_{c3} = J_3 \frac{d\omega_3}{dt}; \\ C_{23}(\omega_2 - \omega_3) = \frac{dM_{c3}}{dt}; \\ \beta(\omega_0 - \omega_1) - M = T_3 \frac{dM}{dT}, \end{cases} \quad (10.30)$$

где M_{23} – момент упругого взаимодействия между массами J_2 и J_3 ;

M_{BT} – момент потерь на внутреннее вязкое трение между этими же массами;

$\omega_1, \omega_2, \omega_3$ – соответственно угловые скорости вращения масс J_1, J_2, J_3 .

Математическая модель ЭП на 3-м этапе реверса есть система уравнений (10.30) совместно с соотношениями (10.28) и (10.29). Система уравнений (10.30) легко приводится к нормальной форме Коши и интегрируется на компьютере по стандартным подпрограммам.

На рис. 10.30в показана характерная из рассчитанных временная диаграмма упругого момента в выходном валу. Расчет произведен для значений параметров $J_1 = 0,218 \text{ кгм}^2$, $J_2 = 0,00326 \text{ кгм}^2$, $J_3 = 0,00355 \text{ кгм}^2$, $C_{23} = 2,5 \cdot 10^3 \text{ нм}$, $\beta_{23} = 0,096 \text{ нмс}$, $M_{c1} = 7,5 \text{ нм}$, $M_{c3} = 3,0 \text{ нм}$. Приведенный модуль статической характеристики ЭД $\beta' = 107,5 \text{ нмс}$, скорость холостого хода $\omega_0 = 9,034 \text{ с}^{-1}$, $T_3 = 0,00750 \text{ с}$.

Изменение момента трения M_T в процессе проскальзывания поверхностей трения учитывалось введением в выражение для момента трения нелинейной математической зависимости коэффициента трения $\psi_{тр}$. Для расчета было взято математическое описание характеристики трения относительно линейной скорости проскальзывания для пары сталь-сталь. Участок О-А (см. рис. 10.30, б) этой характеристики (при скоростях проскальзывания менее 0,12 м/с) описывается уравнением

$$\Psi_{тр} = 2,08v_{ск}, \quad (10.31)$$

где $v_{ск}$ – линейная скорость проскальзывания трущихся тел. А участок А-В-С этой же характеристики описывается уравнением

$$\Psi_{тр} = 0,26 - 0,1323v_{ск} - 0,0259v_{ск}^2 + 0,0254v_{ск}^3. \quad (10.32)$$

Переход от линейной скорости проскальзывания $v_{ск}$ к угловой $\omega_{ск} = \omega_1 - \omega_2$ осуществляется по формуле

$$v_{ск} = \omega_{ск} R_{ср}, \quad (10.33)$$

где $R_{ср}$ – средний радиус поверхности трения, равный 0,048 м.

Осевая сила, развиваемая электромагнитом в стационарном режиме, равняется 2500 Н.

Приведенная временная диаграмма (рис. 10.30, в) подтверждает наличие специфики динамики систем с нелинейной нагрузкой типа пара трения по сравнению с динамикой их при общепринятой характеристике сухого трения. Так, вместо затухания упругих колебаний на всем интервале проскальзывания мы видим наличие интервала, когда, несмотря на ограниченный запас кинетической энергии антенны, амплитуда упругих колебаний даже несколько возрастает. Природа этого явления аналогична природе фрикционных автоколебаний. При движении рабочей точки по падающему участку характеристики трения вводимая в электромеханическую систему колебательная энергия превышает рассеиваемую.

Дадим еще некоторые пояснения по временной диаграмме (рис. 10.30, в) Для диаграммы упругого момента характерен резкий переход от повышенных амплитуд к существенно меньшим. Это объясняется тем, что перемещение рабочей точки по падающему участку характеристики трения при уменьшении скорости проскальзывания дисков завершается переходом на восходящий. Подвозбуждение упругих колебаний прекращается и дальнейший процесс носит обычный затухающий характер с уменьшением амплитуды упругого момента по закону близкому к экспоненциальному. При этом вследствие возрастания демпфирующих свойств на восходящем участке вызывает существенное снижение частоты колебаний.

Продолжительность интервала повышенных значений M_y и соответствующее этому интервалу число колебаний зависит от ряда факторов и может в несколько раз превышать показанное на расчетной диаграмме, доходя до 5-6. Так, увеличение числа колебаний с повышенным значением M_y наблюдается:

1. При снижении осевой силы прижатия фрикционных дисков и коэффициента трения. Это объясняется снижением энергии, рассеиваемой во фрикционных дисках при проскальзывании.

2. При увеличении скорости сканирования $\omega_{\text{скан}}$. Так как начальная скорость проскальзывания $\omega_{\text{ск0}} = 2\omega_{\text{скан}}$, запас кинетической энергии массы ЗА соответствующий, например, точкам C_1 , C_2 и C_3 (рис. 10.30, б) существенно отличается и при большей скорости требуется большее время, чтобы ее рассеять в фрикционных дисках.

3. При увеличении момента инерции зеркала антенны, что также объясняется возрастанием запаса кинетической энергии к моменту соприкосновения фрикционных дисков.

Вышеуказанные обстоятельства следует учитывать при проектировании, поскольку информацию, полученную во время интервала подвозбуждения и следующего за ним интервала затухания упругих колебаний следует исключать из рассмотрения из-за невыполнения условия постоянства скорости зеркала антенны. Так, например, на расчетной диаграмме (рис. 10.30, в) время от соприкосновения фрикционных дисков до входа отклонений скорости вращения ЗА в зону, допустимую по техническим требованиям, равно 0,036 с. При этом рабочий орган устройства проходит $19,5^\circ$, следовательно, сектор обзора сокращается до $44,5^\circ$. Чтобы обеспечить требуемый сектор обзора в 64° , в течение которого рабочий орган совершает вращательное движение с постоянной угловой скоростью, необходимо увеличить сектор сканирования на угол поворота рабочего органа за время третьего этапа движения, то есть на $19,5^\circ$. Обеспечить увеличение сектора сканирования до $83,5^\circ$ при заданной частоте сканирования 8 Гц можно увеличением угловой скорости вращения рабочего органа устройства до $11,65 \text{ с}^{-1}$, что соответствует скорости вращения электродвигателя $58,29 \text{ с}^{-1}$.

Таким образом, особенностью нестационарных процессов во время проскальзывания фрикционных дисков в электроприводах с электромагнитной фрикционной муфтой есть явление «подвозбуждения» упругих колебаний. Суть явления заключается в сохранении (и даже увеличении) амплитуды упругих колебаний при перемещении рабочей точки по падающему участку характеристики трения.

Экспериментальное подтверждение данного явления приведено в разделе 11.3.

Глава 11.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРИКЛАДНЫЕ РАЗРАБОТКИ

Прежде всего, следует сказать, что факт углубленного изучения нами динамических электромеханических систем с нелинейным трением явился следствием многих, описанных в литературе, экспериментальных данных, которые подтверждают возникновение фрикционных автоколебаний в реальных условиях работы машин и механизмов. Некоторые из этих данных в виде осциллограмм представлены на рис. 1.4.

Ряд теоретических положений данной работы подтвержден в предыдущих главах компьютерным моделированием. Важные экспериментальные результаты были получены в 1999 г. в Магдебургском университете на специальной лабораторной установке с компьютеризированными средствами измерения. Результаты этих исследований, представленные в главе 9, позволили, помимо фрикционных автоколебаний, обнаружить явление усиления упругих колебаний нелинейностью трения.

Изложенные в настоящей главе результаты в основном были получены при подготовке докторской диссертации «Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением», защищенной в Московском энергетическом институте в 1989 г., однако автору после знакомства с результатами экспериментальных исследований, проведенных проф. А.А. Ренчевичем и П.С. Шахтарем в 1961 г. [76], представляется целесообразным привести их не только как подтверждение изложенных в ней теоретических положений. Возможно, они дадут толчок новым идеям.

11.1. Исследования на испытательном стенде ВФ ГУА

Испытательный стенд Ворошиловградского филиала института «Гипроуглеавтоматизация» – уникальная установка, обладающая широкими возможностями для исследования характеристик рудничных электровозов (РЭВ). Параметры электропривода испытуемого РЭВ типа АРП-І4-900 таковы, что частота недемпфированного механического резонанса в десятки раз превышает частоту электромеханического. Последнее обстоятельство свидетельствует о слабом взаимодействии электрической и механической подсистем электропривода и о возможности рассматривать электромеханические и упругие АКФ отдельно.

Цель эксперимента – проверить на стенде достоверность теоретического предсказания возбуждения фрикционных колебаний при буксовании колес и оценить возможность обнаружения буксования по наличию

в токе электродвигателя пульсаций с частотой упругих механических автоколебаний.

На рис. 11.1 приведена схема испытательного стенда. Размещенные в подшипниках рамы 1 локомотива колесные пары 2 и 3 взаимодействуют с катковыми парами 4 и 5, которые с помощью механизма зацепления 6 жестко связаны между собой. Одна из шестерен этого механизма подвижна и позволяет разъединять катковые пары, одна из которых, в свою очередь, может перемещаться в пазах рамы и закрепляться в требуемой точке в зависимости от величины жесткой базы локомотива. С валами катковых пар соединены гидронасосы 7 и 8, включенные параллельно и питающие регулируемый гидродвигатель 9, механически соединенный с синхронным электродвигателем 10. Статор регулируемого насоса перемещается следящим приводом 11, состоящим из сервопривода 12, датчика положения статора 13, элемента сравнения 14 и электрогидравлического усилителя 15. Рама 1 локомотива для удержания последнего на катковых парах соединена с основанием стенда через датчик тягового усилителя 16. Стенд позволяет имитировать движение электропривода с учетом изменения массы состава, условий сцепления, статического сопротивления и других факторов.

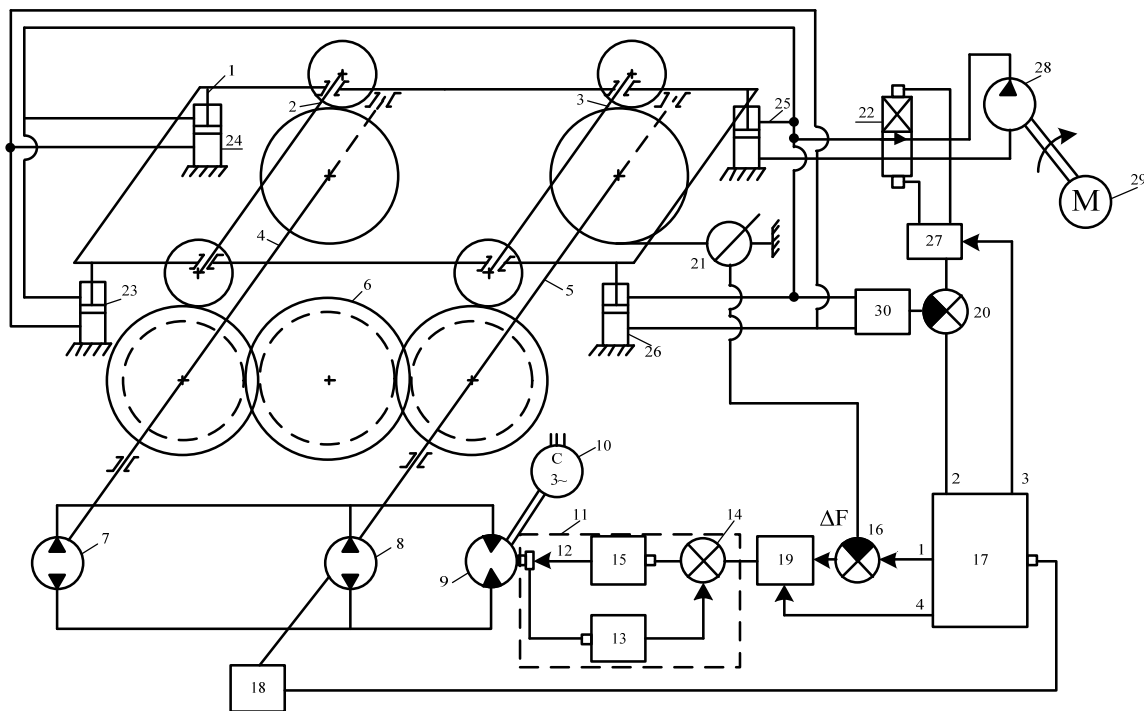


Рисунок 11.1 – Схема испытательного стенда ВФ ГОА

После включения локомотива его колесные пары 2 и 3 передают вращающий момент через катковые пары 4 и 5 связанным с ними гидронасосами 7 и 8, питающими гидродвигатель 9. Статор последнего в начальный момент времени находится в нейтральном положении, поэтому жидкость через гидродвигатель не протекает и катковые пары не заторможены. Тяговое усилие локомотива, а следовательно, и давление в гидромагистрали между гидронасосами и гидродвигателем возрастают.

При малом смещении статора гидродвигателя расход жидкости через него обеспечивается быстрым его вращением. Когда скорость вращения гидродвигателя превысит синхронную скорость соединенного с ним синхронного электродвигателя 10, последний переходит в режим генератора, отдавая энергию в сеть. Благодаря этому обеспечивается требуемый момент сопротивления движению колесных пар локомотива. Когда скорость становится меньше синхронной скорости вращения электродвигателя 10, последний переходит из генераторного режима в двигательный, а гидродвигатель 9 – в насосный режим. При этом гидронасосы 7 и 8 работают как гидродвигатели, вращая через катковые пары 4 и 5 колесные пары локомотива 2 и 3.

Эксперимент производился следующим образом. По условиям технической эксплуатации стенда включению электродвигателя на предельную (по условиям буксования) нагрузку предшествовала предварительная раскрутка катковых и колесных пар гидроприводом. Срыв в буксование производился при питании электродвигателя непосредственно от аккумуляторной батареи, чтобы исключить наложение пульсаций тока от широтно-импульсного преобразователя.

Эксперимент проводился в 1988 г. с имевшимися на то время на стенде измерительными средствами. Осциллографирование величин производилось быстродействующим самописцем типа НЗ27-5 с полосой пропускания 10–100 Гц. Сигналы с датчиков тока каждого двигателя подавались непосредственно на входы соответствующих каналов самописца при осциллографировании низкочастотных (электромеханических) автоколебаний и через разделительные емкости (1 мкФ) при осциллографировании высокочастотных (упругих) с целью ослабления медленно меняющихся составляющих токов.

Скорость протяжки ленты в процессе эксперимента изменялась. Скорость выбиралась вначале достаточно малой, чтобы четче просмотреть характер огибающих нестационарного участка фрикционных автоколебаний. Затем скорость протяжки $V_{\text{п}}$ увеличивалась для улучшения возмож-

ности анализа стационарных режимов. Перед снижением нагрузки тягового электродвигателя и прекращением буксования скорость V_{Π} вновь уменьшалась.

Данные испытательного стенда: приводные двигатели типа ЭТ-23,5 последовательного возбуждения со следующими техническими характеристиками: мощность $P = 23,5$ кВт, номинальная скорость $n_n = 900$ об/мин, число пар полюсов $p = 2$, число коллекторных пластин $K = 165$, число зубцов якоря $Z = 33$.

Основные данные передаточного редуктора представлены на рис. 11.2, где указано число зубьев и их модули и изображена кинематическая схема привода колесной пары, т. е.: редуктор двухступенчатый с передаточным числом $i_p = 12,65$ и к.п.д. $\eta = 0,86$.

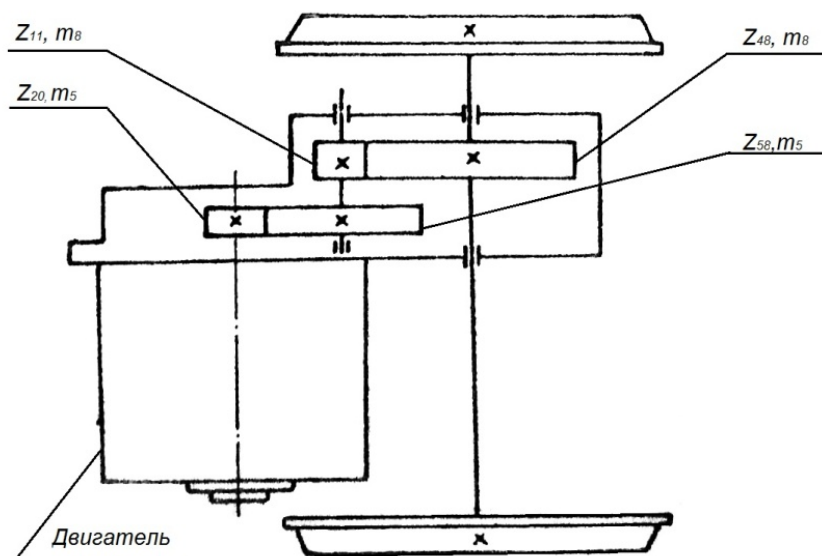


Рисунок 11.2 – Кинематическая схема ЭП колесной пары рудничного электровоза АРП-14

Для принадлежности автоколебаний к категории электромеханических, необходима принадлежность обобщенных параметров m и b к области К2 (см. рис. 3.4), для которого выполняется условие статической устойчивости

$$b < -1 \text{ или } b = \beta_c / \beta < -1 \quad (11.1)$$

и условие расходящегося колебательного процесса:

$$-\frac{m}{b} < 1. \quad (11.2)$$

Так как

$$m = \frac{T_M}{T_{\text{я}}} = \frac{JR_{\text{я}}}{\beta L_{\text{я}}},$$

а

$$b = \beta_c / \beta.$$

Условие (11.2) можно представить в виде:

$$-\frac{JR_{\text{я}}}{\beta_c L_{\text{я}}} < 1. \quad (11.3)$$

При расчетах принималось $J = 1.1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $\beta_c = -11,2 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$.

Жесткость МХ β определялась для различных участков МХ электро-двигателя из выражения

$$\beta = \left| \frac{\Delta M}{\Delta \omega} \right|. \quad (11.4)$$

Рассчитанные по паспортным данным двигателя и данным механической передачи зависимости индуктивности цепи якоря $L_{\text{я}} = f_1(I_{\text{я}})$, $-b = f(I_{\text{я}})$ и отношение

$$-\frac{m}{b} = f(I_{\text{я}}) = \frac{JR_{\text{я}}}{\beta_c L_{\Sigma}} < 1$$

приведены на рис. 11.3.

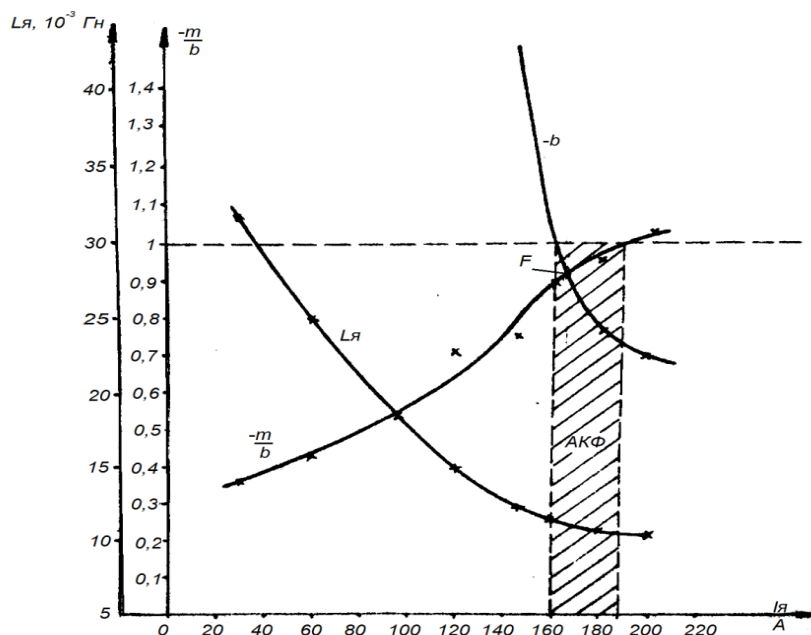


Рисунок 11.3 – Определение области существования электромеханических АКФ в ЭП рудничного электровоза АРП-14

В соответствии с соотношениями (11.1)–(11.3) электромеханические АКФ возможны при буксовании в диапазоне токов $I_H - I_B$ (заштрихованная область).

На рис. 11.4 показаны осциллограммы процессов при низкочастотных АКФ, возникающих при срыве в буксование. Срыв достигался увеличением напряжения задатчика (рис. 11.4, *d*) при заданной гидроприводом предельной силе сцепления. Рис. 11.4, *a* представляет собой осциллограмму тока двигателя $I_{я}$; рис. 11.4 *b* – скорости колеса – V_k ; рис. 11.4 *c* – скорости катка $V_{л}$. Как видно из осциллограмм, 3-кратное повторение опыта подтверждает факт возникновения колебательных процессов при токе ~ 165 А, что согласуется с расчетным диапазоном токов рис. 11.3, а также с расположением соответствующей данному току отображающей точки с координатами $[b = -0,92; m = 0,85]$ в области К2 диаграммы динамических режимов (см. рис. 3.4).

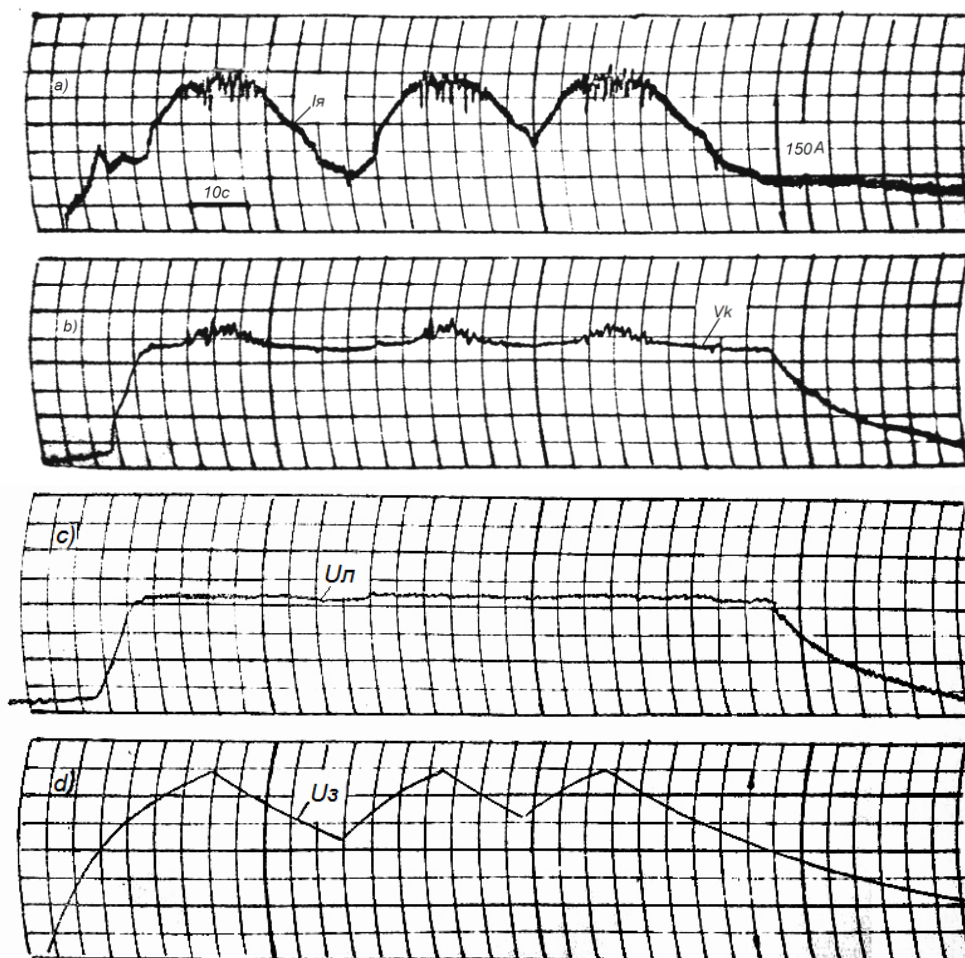


Рисунок 11.4 – Осциллограммы низкочастотных АКФ при буксовании

Сравним расчетную частоту возможных электромеханических АКФ с данными эксперимента. Частота недемпфированного электромеханического резонанса

$$\Omega_{\text{эм}} = \frac{1}{\sqrt{T_3 T_m}} = \frac{1}{\sqrt{0,11 \cdot 0,09}} = 10,05 \text{ 1/с.}$$

Определим частоту возбуждения электромеханических автоколебаний с учетом параметра b :

$$\Omega_1 = \Omega_{\text{эм}} \sqrt{1 - \frac{(m-b)^2}{4m}} = 3,6 \text{ 1/с} \quad (11.5)$$

или

$$f_{1\text{расч.}} = \frac{\Omega_1}{2\pi} = 0,573 \text{ Гц.}$$

Наблюдаемая в эксперименте частота низкочастотных автоколебаний $f_{1\text{эксп.}} = 0,7 \text{ Гц}$, т. е. отличается от $f_{1\text{расч.}}$ на $\Delta = 18,6 \%$. Если учесть, что методики расчета таких величин как индуктивность $L_{\text{я}}$, а, следовательно, T_3 и m допускают погрешности расчета до 40 %, то можно допустить, что зафиксированные колебания есть следствие электромеханических АКФ. Необходимо, однако, проверить, не являются ли данные колебания следствием явления усиления упругих механических колебаний нелинейностью характеристики трения, описанного в [58].

Скорость на ободе колеса в эксперименте была равна $V_k = 4,6 \text{ км/ч}$. При данной скорости число оборотов колесной пары равно

$$n_k = \frac{V_k}{2\pi R_k} = \frac{4,6 \cdot 10^3}{3600 \cdot 2\pi \cdot 0,33} = 0,62 \text{ об/с.}$$

Частота оборотных пульсаций $f_0 = 0,62 \text{ Гц}$ ближе к зафиксированной в эксперименте частоте низкочастотных колебаний $f_{1\text{эксп.}} = 0,7 \text{ Гц}$ (т. е. отличается на $\Delta = 11,4 \%$), что дает основание считать в большей мере низкочастотные колебания проявлением усиления колебаний момента электродвигателя нелинейностью трения при периодических изменениях силы нормального давления, например от возможного эксцентриситета колесной пары.

Главная цель описываемого эксперимента – выяснить возможность обнаружения буксования по наличию в токе электродвигателя пульсаций с частотой упругих АКФ. Наличие упругих механических АКФ в осях колесных пар рудничных электровозов при буксовании ранее было подтверждено тензометрическими исследованиями, описанными, например, в литературе [76].

Однако эти автоколебания имели место в условиях первого механического резонанса, когда зубчатое колесо оси колесной пары было расположено посередине оси. В этом случае, несмотря на большие амплитуды упругого момента (коэффициент динамичности достигал 16–20), на вал электродвигателя колебания не передавались. Произведенное заводом-изготовителем в новой конструкции РЭВ смещение зубчатого колеса обеспечило передачу упругих колебаний на вал электродвигателя, но, одновременно, устранив поломки осей, существенно снизило амплитуду колебаний.

Эксперимент имеет важное практическое значение, так как позволяет решить вопрос возможности создания датчиков обнаружения буксования и юза, а также средств подавления АКФ и систем реализации предельной силы сцепления без малонадежных устройств с тахогенераторами и тензодатчиками.

Как уже отмечалось, соотношение частот упругих и электромеханических колебаний в ЭП РЭВ таково, что процессы в механической части можно рассматривать как самостоятельные.

На рис. 11.2 представлена кинематическая схема механической передачи «электродвигатель – колесная пара».

Жесткости C_i участков валов и моменты инерции сосредоточенных масс J_i расчетной механической схемы для колесной пары АРП14-900 получены по известным из литературы формулам

$$C_i = \frac{\pi G d_i^4}{32 l_i}, \quad (11.6)$$

где G – модуль сдвига;

d – диаметр участка вала;

l – длина участка вала.

Жесткость упругой связи в расчетной схеме определялась по соотношению:

$$\frac{1}{C_k} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i}. \quad (11.7)$$

Момент инерции колеса J_i определяется разбивкой на геометрические и простые элементы. Результирующий момент инерции сосредоточенной массы колеса найден как сумма элементарных моментов инерции, каждый из которых равен

$$J_i = \rho \frac{\pi}{32} l_i d^4, \quad (11.8)$$

где ρ – плотность материала.

По результатам расчета получены следующие значения параметров, приведенные к валу колесной пары:

момент инерции электродвигателя	$J_d = 160 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
момент инерции зубчатого колеса	$J_0 = 7,9 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
момент инерции колеса	$J_1 = J_2 = 15,3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
жесткость участка 3	$C_3 = 6,37 \times 10^7 \text{ Н} \cdot \text{м/рад}$
жесткость участка 2	$C_2 = 6,55 \times 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м/рад}$
жесткость участка 1	$C_1 = 2,1 \times 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м/рад}$

Расчет собственных частот механической передачи как 4-массовой системы с разветвленными упругими связями дает следующие результаты:

$$f_1 = 60,5 \text{ Гц} \quad f_2 = 99,8 \text{ Гц} \quad f_3 = 477 \text{ Гц}$$

На рис. 11.5 представлены осциллограммы эксперимента.

В осциллограммах рис. 11.5, *а*, *б* выделены 4 участка, обозначим их (0, 1, 2, 3).

На участке «0» была произведена раскрутка катков с помощью гидроприводов, включение тиристорного преобразователя ТЭРА 1 и уменьшение скважности его импульсов вплоть до срыва коммутации, после чего электродвигатель оказывался подключенным на полное напряжение аккумуляторной батареи. Сигнал в интервале «0» на вход самописца не подавался. Самописец был запущен в момент, когда тяговый электродвигатель уже был подключен непосредственно к аккумуляторной батарее и происходило нарастание скорости колесной пары.

Участок «1» – скорость протяжки на данном участке 1 мм/с, вращение колесных пар электровоза вначале без буксования.

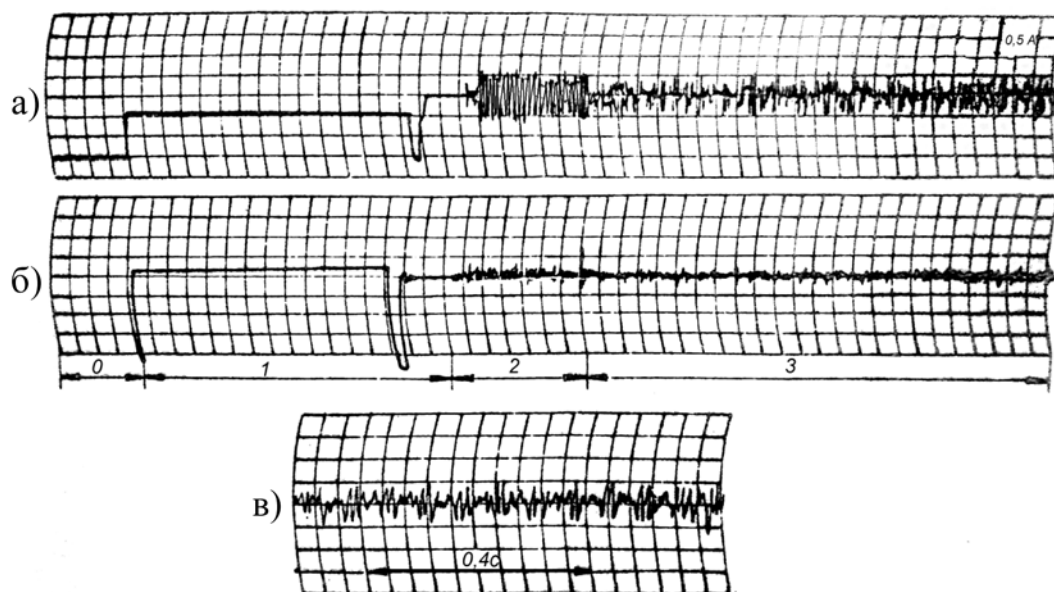


Рисунок 11.5 – Осциллограммы пульсаций токов электродвигателей при буксовании колес рудничного электровоза АРП – 14

В конце 1-го участка произведен наброс нагрузки путем подтормаживания катковых пар. Через некоторое время (соответствующее увеличению скорости проскальзывания до предельной скорости упругого скольжения), начинается буксование и развитие АКФ (начало участка «2»).

На участке «3» скорость протяжки ленты увеличена до 50 мм/с. Отчетливо просматривается многочастотный характер записанных колебаний.

На рис. 11.5, в представлена осциллограмма тока электродвигателя при установившемся режиме буксования и скорости протяжки ленты 125 мм/с. Из осциллограммы видно, что из существенно проявляющихся более высокая частота равна 87 Гц. Результаты расшифровки осциллограммы, проведенной по методике, описанной в [69], приведены в таблице 11.1.

Таблица 11.1 – Сопоставление расчетных и экспериментальных исследований

Величины Вид проверки	V_c , м/с	f_1 , Гц	f_2 , Гц	i_d , А
Расч.	0,2	60,5	99,8	0,3
Эксп.	0,2	69	87	0,27

Как видим, экспериментальные значения частот достаточно близки к расчетным. Погрешность лежит в пределах 10–14 %.

Проверим, однако, не являются ли зафиксированные пульсации тока проявлением каких-либо колебаний иной природы, например, пульсаций коллекторных, зубцовых или от соударений зубьев шестерни передаточного редуктора и др. Произведем проверку по частотам вышеуказанных возможных пульсаций, учитывая, что скорость на ободу колеса при эксперименте равнялась $V_k = 4,6$ км/час.

При данной скорости число оборотов колесной пары равно

$$n_k = \frac{V_k}{2\pi R_k} = 0,59 \text{ об/с},$$

а число оборотов двигателя

$$n_d = n_k i_p = 7,48 \text{ об/с}.$$

При этом частота коллекторных пульсаций равна

$$f_k = n_d \cdot K = 1234 \text{ Гц}$$

зубцовых

$$f_z = n_d \cdot Z = 247 \text{ Гц}$$

оборотных

$$f_o = 1 \cdot 2 = 2 \text{ Гц}$$

от соударения зубьев шестерни

$$f_c = n_d \cdot Z_c = 150 \text{ Гц}$$

Как видим, ни одна из вышеуказанных частот не совпадает с зафиксированными на осциллограммах.

Дополнительным подтверждением того факта, что зафиксированные пульсации тока есть реакция на фрикционные упругие автоколебания, развивающиеся при буксовании, является отсутствие пульсаций в кривых тока электродвигателей до начала подтормаживания катков, приводящего к буксованию, а также, характер переходного процесса развития вышеуказанных автоколебаний, совпадающий с результатами исследований [76].

Произведем дополнительную проверку природы зафиксированной пульсаций, как результата фрикционных автоколебаний, сопоставив расчетные и экспериментальные амплитуды пульсаций тока, ЭД с помощью коэффициента электромеханической связи $K_{эс}$ [61].

По техническим условиям эксплуатации испытательного стенда эксперимент проводился при относительно малых скоростях скольжения $V_c = 0.2$ м/с.

Вследствие малой скорости проскальзывания, наблюдаемые автоколебания близки к релаксационным. Рассчитанная из этого условия амплитуда упругого момента для первого и второго колеса более чем в 2-3 раза превышает номинальный момент на валу двигателя. Сопоставление по амплитудам пульсаций тока (табл. 6.1) дополнительно подтверждает, что зафиксированные пульсации порождены фрикционными автоколебаниями.

Таким образом, вышеописанный эксперимент подтверждает возможность использования пульсаций тока тяговых двигателей от фрикционных автоколебаний при избыточном проскальзывании колес, как информацию о возникновении буксования (юзa).

11.2. Фрикционные автоколебания в электроприводе механизма передвижения подъемного крана

Как отмечалось в [34, 81], при нарушении сцепления колеса с рельсами в трансмиссионных валах механизмов передвижения грузоподъемных кранов возникают упругие колебания с мало меняющейся амплитудой, которая может в 8–10 раз превышать статическую нагрузку. По совокупности признаков можно предположить, что данное явление представляет собой фрикционные автоколебания, как это имеет место в рельсовом транспорте.

Сотрудниками кафедры электрификации промышленных предприятий харьковского политехнического института В.Н. Тищенко и В.Н. Образумовым была проведена серия экспериментов на мостовом кране грузоподъемностью 10 т с раздельным асинхронным электроприводом ходовых колес. В роторную цепь АД введен выпрямительный мост, включенный на ступенчато регулируемые добавочные резисторы. Явление автоколебаний наблюдалось при буксовании и юзе колес.

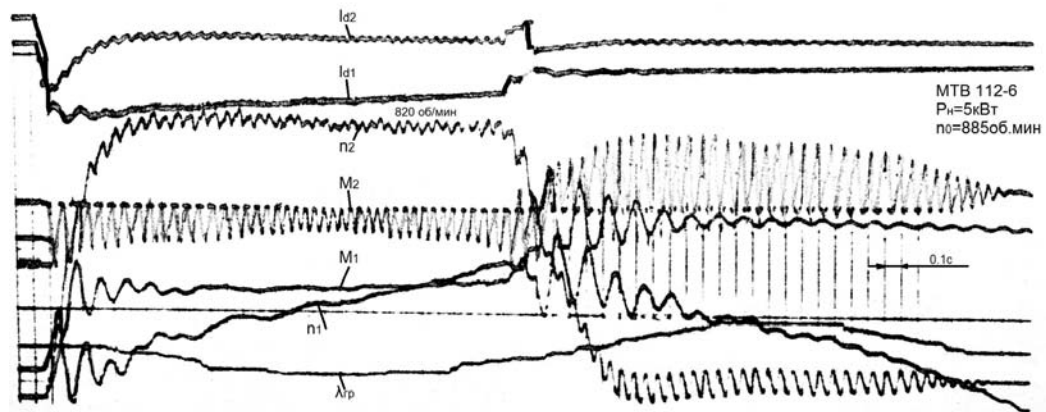
На рис. 11.6 представлены осциллограммы скорости вращения двигателей n_1, n_2 , упругих моментов M_1, M_2 и выпрямленных токов роторных цепей I_{d1}, I_{d2} электроприводов двух ходовых колес мостового крана.

По первой осциллограмме рис. 11.6 а видно, что во время разгона второе колесо срывается в буксование. При этом скорость колеса быстро

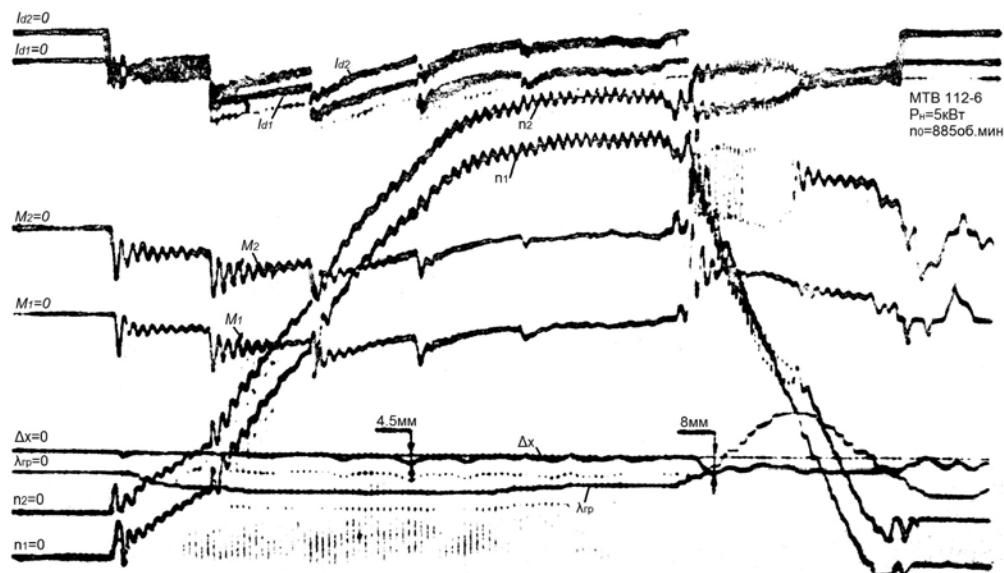
нарастает до установившегося значения, а в оси колесной пары возникают колебания упругого момента M_2 . Частота этих колебаний существенно выше, а характер их отличен от колебаний в приводе первого колеса, имеющих затухающий характер, типичный при скачкообразном возмущающем воздействии и обусловленных упругими колебаниями фермы крана.

Из обеих осциллограмм видно, что при юзе также возникают упругие колебания в электроприводе второго колеса.

Используя результаты данных экспериментов проверим достоверность теоретических положений, полученных в главе 4.



а



б

Рисунок 11.6 – Осциллограммы процессов буксования и юза механизма передвижения мостового крана

Установим, совпадает ли теоретический прогноз о существовании автоколебаний в указанных режимах для электропривода данного крана с результатами эксперимента.

Причиной установившихся колебаний при буксовании могут быть:

1) колебания, усиленные нелинейностью характеристики трения при колебаниях силы нормального давления, описанные в гл. 8;

2) электромеханические колебания, обусловленные взаимообменом энергией между двумя инерционностями двигателя – индуктивностью и массой ротора, описанные в гл. 3;

3) АКФ в двухмассовой системе, как состоящей из механической и электрической и механической подсистем.

Кинематическая схема привода колеса представлена на рис. 11.7, а.

Передаточное число редуктора $i_p = 20.49$.

Проверим вероятность первой причины колебания, (рис. 11.6, а) зафиксированными на скорости вращения электродвигателя второго колеса $n_2 = 820$ об/мин или при частоте вращения колеса

$$n_k = \frac{n_2}{60i_p} = 0,67 \text{ об/с.}$$

Но зафиксированные колебания имеют частоту не 0.67 Гц, а 16.28 Гц, следовательно, они имеют иную физическую природу.

Для оценки истинности второй и третьей причин зафиксированных колебаний рассчитаем значение обобщенных параметров электропривода. Электродвигатель типа МТВ-112-6 имеет: $P_n = 5$ кВт, $n_n = 925$ об/мин, $R_{ст} = 1.32$ Ом, $X_{ст} = 1.39$ Ом, $R_p = 0.50$ Ом, $X_p = 0.43$ Ом, $K_l = 1.72$, $J = 0.0675$ кг·м², $U_\phi = 220$ В.

Кинематическая схема (рис. 11.7, а) характеризуется следующими данными: передаточное число редуктора $i_p = 20,49$, момент инерции колеса $J_k = 3,9$ кг·м², приведенная к скорости электродвигателя жесткость кинематической цепи $C_{12} = 104,6$ Нм/рад к скорости колеса $C_{12} = 4,4 \cdot 10^4$ Нм/рад.

По рекомендуемой в [61] формуле определим электромагнитную постоянную двигателя

$$T_\theta = \frac{1}{2\pi f_c S_k}, \quad (11.9)$$

где f_c – частота питающей сети.

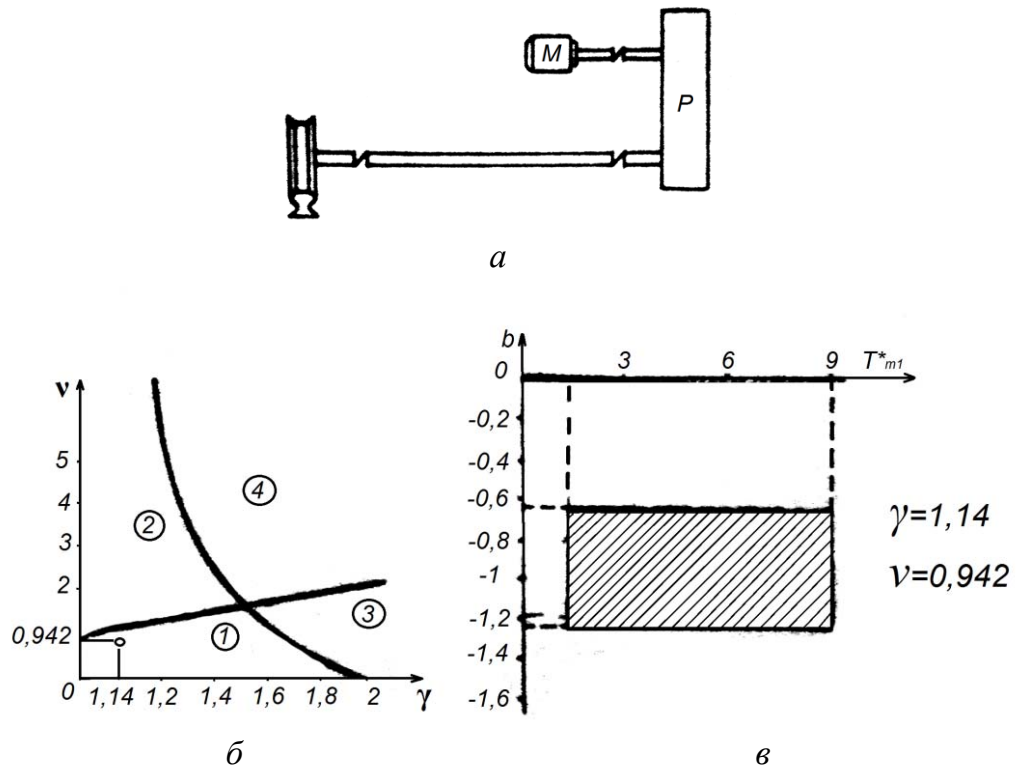


Рисунок 11.7 – Определение обобщенных параметров ЭП мостового крана

Критическое скольжение S_k равно

$$S_k = \frac{R'_{2\Sigma}}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}} = \frac{R_{2\Sigma} K_e^2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2 K_e^2)^2}} = 0,497$$

и, таким образом, $T_3=0,0069$ с.

Электромеханическая постоянная времени ЭД

$$T_{m1} = \frac{J_1}{\beta}.$$

Значение жесткости механической характеристики ЭД найдем из соотношения

$$\beta = \frac{2M_k}{\omega_0 S_k}, \quad (11.10)$$

где

$$M_k = \frac{3U_\phi^2}{2\omega_0 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2} \right]}. \quad (11.11)$$

После подстановки значений величин получаем $\beta = 6,29 \text{ Нмс}$ и $T_{м1} = 0,0107 \text{ с}$.

Приведенное к валу двигателя значение момента инерции колеса

$$J_2 = \frac{J_{\kappa}}{i_p^2} = 9,3 \cdot 10^{-3} \text{ кгм}^2.$$

Частоту недемпфированного механического резонанса находим по формуле

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{C_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = 133 \text{ 1/с},$$

что соответствует частоте $f_{12} = 18 \text{ Гц}$.

Коэффициент инерции электропривода равен $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} = 1,14$.

Обобщенный параметр – квадрат отношения частот недемпфированных резонансов

$$\nu = T_{\text{э}} T_{м1} \Omega_{12}^2 = 0,942.$$

Относительная электромеханическая постоянная времени

$$T_{м1}^* = T_{м1} \Omega_{12} = 1,209.$$

Данное сочетание параметров $\gamma = 1,14$ и $\nu = 0,942$ принадлежит сектору I плоскости $[\gamma, \nu]$ (рис. 11.7, б). Пределы расчетного диапазона параметра Ω_{*}^2 лимитирующей границы в соответствии с рис. 4.4, б и соотношением (4.28) равны:

– нижний предел $\Omega_{*н}^2 = \Omega_{*2}^2 = 0,668$;

– верхний предел $\Omega_{*в}^2 = \Omega_{*4}^2 = 1$.

По методике, изложенной в 4.3, выполнен расчет вышеуказанной границы, которая представлена на рис. 11.7, в.

Вышеприведенные обобщенные параметры рассчитаны для естественной характеристики ЭД. Учитывая, что сопротивление цепи ротора может ступенчато изменяться, определим возможный диапазон изменения обобщенных параметров. Величина добавочного сопротивления не влияет на значения таких параметров, как γ и ν . Для параметра γ это утверждение очевидно. Неизменность ν объясняется тем, что

$$T_{\text{э}} T_{\text{м}} = \frac{1}{\omega_0 S_{\text{к}}} \cdot \frac{J_1}{\frac{2M_{\text{к}}}{\omega_{0\text{ном}} \cdot S_{\text{к}}}} = \frac{J_1}{2pM_{\text{к}}} = \text{const.} \quad (11.12)$$

Заметим, что для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением изменение жесткости $MX - \beta$ также не меняет значение произведения постоянных времени

$$T_{\text{э}} T_{\text{м}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} \cdot \frac{J_1}{\beta} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} \cdot \frac{J_1 R_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} = \frac{L_{\text{я}} J_1}{(K\Phi)^2}, \quad (11.13)$$

т. к. $L_{\text{я}}, J_1, K\Phi$ остаются неизменными.

Изменение $T_{\text{м1}}^*$ обратно пропорционально изменению жесткости механической характеристики ЭП. Исходя из осциллограмм, определим значение модуля жесткости MX при буксовании:

$$\beta_{\text{и}} = \frac{M_{2\text{ср}}}{\omega_0 - \omega_2} = 0,845 \text{ Нмс.}$$

Данному значению $\beta_{\text{и}}$ соответствует значение $T_{\text{м12}}^* = 9,02$.

Определим диапазон изменения жесткости MX нагрузки, допуская разброс значения потенциального коэффициента сцепления $\psi_0 = (0,12 \div 0,25)$

$$\beta_{\text{с}} = \frac{\beta_{\text{сц}} N R_{\text{к}}^2}{i_{\text{р}}^2},$$

где $\beta_{\text{сц}} = \frac{d\Psi}{dv_{\text{ск}}}$ — угловой коэффициент универсальной характеристики сцепления на падающем участке;

N — сила нормального давления на колесо:

$$\beta_{\text{с}} = \frac{1,1(0,12 \div 0,2) \cdot 8 \cdot 10^4 \cdot 0,25^2}{3(20,49)^2} = (0,53 \div 1,06) \text{ Нмс.}$$

Данному диапазону изменения $\beta_{\text{с}}$ соответствует диапазон изменения параметра b :

$$b = \frac{\beta_{\text{с}}}{\beta} = -(0,625 \div 1,2).$$

Заштрихованный прямоугольник на рис. 11.7, *в* определяет зону возможного расположения точки, отображающей режим работы ЭП при буксовании.

Часть вышеуказанной зоны лежит ниже горизонтали $b = -1$, что соответствует зоне статической неустойчивости, при которой точка статического равновесия перемещается на участке I или II и III характеристики трения (рис. 3.5). К зоне динамической неустойчивости относится участок заштрихованного прямоугольника выше значения $b = -1$ и именно этому участку соответствуют параметры буксующего электропривода. Это подтверждает обоснованные в гл.4 теоретические положения и справедливость методики определения существования в двухмассовой электромеханической системе АКФ.

Так как приведенный момент инерции колеса J_2 в 7 раз меньше, чем ротора двигателя J_1 , частота АКФ должна быть близка к частоте недемпфированных упругих колебаний. Действительно, частота в эксперименте $f_3 = 16,25$ Гц, а $f_{12} = 2\pi/\Omega_{12} = 18$ Гц, т. е. отличие составляет менее 11 %.

В связи с близостью значений частот упругих и электромеханических недемпфированных колебаний $\nu = 0,942$ с целью оценки демпфирующего влияния электропривода было выполнено компьютерное моделирование двухмассовой электромеханической системы с параметрами электропривода колеса крана: $\gamma = 1,14$, $\nu = 0,942$, $T_{м1}^* = 9$, $b = -0.8$, $\beta = 6,29$ Нмс и с нелинейной характеристикой трения вида (рис. 2.2).

Временные диаграммы, рассчитанные в относительных величинах с безразмерной осью времени t^* , которой соответствует единица реального времени $t = \frac{100}{\Omega_{12}}$ с, представлены на рис. 11.8.

Временные диаграммы отображают часть динамического процесса, приближающуюся к установившемуся режиму автоколебаний, чтобы исключить при сопоставлении с экспериментальными осциллограммами участка с размыканием зазора. Несмотря на 7-кратное превышение момента инерции ротора J_1 , над приведенным моментом колеса J_2 , колебания скорости ротора ω_1 все же существенны. Это объясняется близостью недемпфированных частот электромеханической и упругой механической подсистем $\nu = 0,942$.

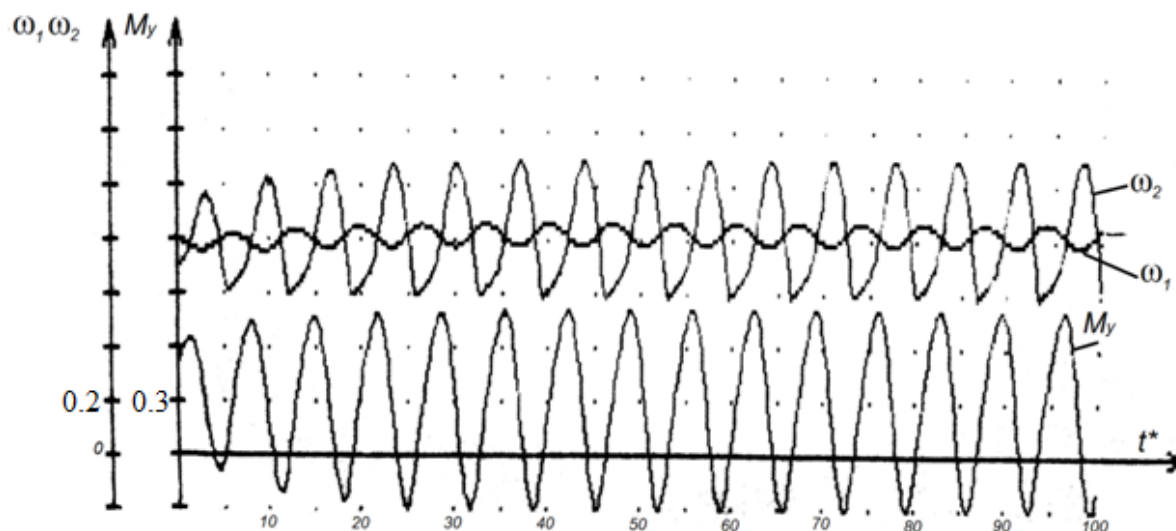


Рисунок 11.8. Временные диаграммы двухмассовой ЭМС с нелинейным трением ($\gamma = 1,14$, $\nu = 0,942$, $T_{м1}^* = 9$, $b = -0.8$.)

В свою очередь, это усиливает демпфирующие свойства ЭП, что проявилось в снижении частоты автоколебаний, с 18 до 16,9 Гц, т. е. до значения, весьма близкого к экспериментальному – 16,25 Гц. Таким образом, обоснованные в работе теоретические положения, результаты компьютерного моделирования и эксперимента достаточно хорошо согласуются.

11.3. Электропривод сканера с электромагнитной фрикционной муфтой

Электропривод сканирующего устройства был разработан под руководством автора в рамках правительственной тематики в 1987-1988 гг. ЭП предназначался для систем сканирования, осуществляющих получение радиотеплового изображения поверхности земли независимо от времени суток, облачного и снежного покрова исследуемого объекта. Он должен обеспечивать частоту сканирования до 10 скан/с, время реверса не более (0,005–0,008) с.

ЭП был создан на базе двух серийно выпускаемых электромагнитных муфт типа ЭТМ ОГЗс-ИНТЗ. Разработанная система управления муфтами осуществляет форсированное их включение (при напряжении

$U_{\phi} = 300 \text{ В}$) в течение 0,002 с. Удержание муфты во включенном состоянии осуществляется при напряжении 24 В. Электропривод обеспечивает регулирование угла сканирования в пределах (1° – 90°), автоматическую установку антенны в «нулевое» положение, контроль положения через $0,35^{\circ}$ и синхронизацию работы сканирующего устройства с системами обработки информации.

Кинематическая схема и принцип работы электропривода ранее описаны в разделе 10.4. Внешний вид сканирующего устройства показан на рис. 11.9.

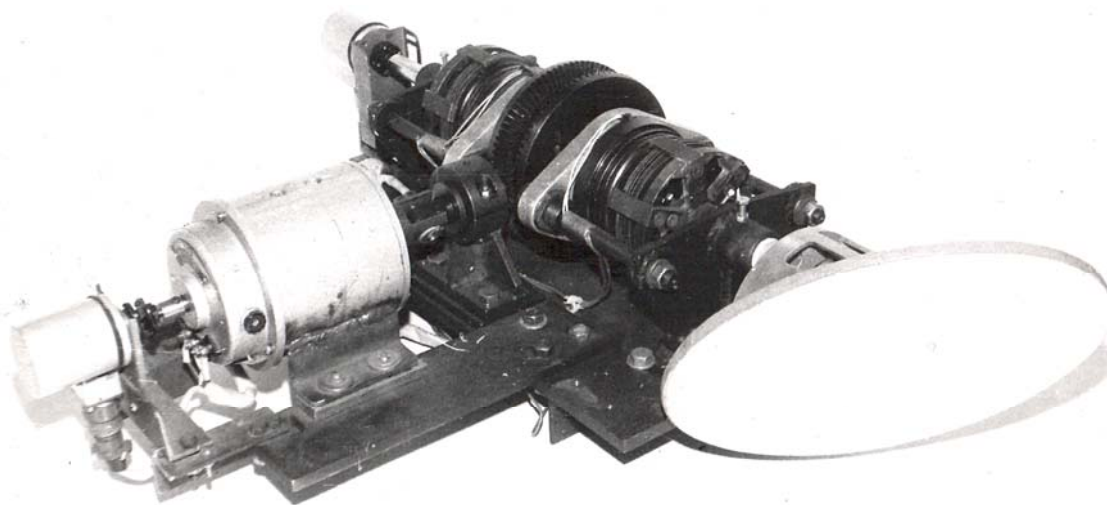


Рисунок 11.9 – Электропривод сканирующего устройства

Испытание ЭП и внедрение его в ИРЭ АН УССР и РИ АН УССР подтвердили его эффективную и надежную работу. Госкомприроды СССР было принято решение о расширении внедрения разработанного ЭП путем включения работ по созданию информационно-измерительного комплекса дистанционного зондирования поверхности земли на основе вышеописанного сканирующего устройства в общесоюзную комплексную программу «Экология».

Одной из основных научных целей экспериментальных испытаний созданного электропривода была проверка правильности теоретического вывода, сделанного в разделе 10.4 о явлении «подвозбуждения» упругих колебаний в интервале проскальзывания фрикционных дисков. Осциллографирование упругого момента выходного вала проводилось комплек-

сом аппарата фирмы «Брюль и Кьер» (Дания) с цифровым узкополосным анализатором сигналов типа 2033 и тензоанализатором типа 526.

Результаты осциллографирования представлены на рис. 11.10. Все осциллограммы подтверждают факт подвозбуждения упругих колебаний в интервале проскальзывания фрикционных дисков. Осциллограмма на рис. 11.10, *а* качественно практически совпадает с теоретически рассчитанной в разд. 10.4 (рис. 10.30, *в*).

Увеличение числа периодов колебаний упругого момента (рис. 11.10, *б*, *в*) объясняется увеличением начальной скорости проскальзывания из-за повышения частоты сканирования.

Несмотря на некоторые отличия отдельных осциллограмм, что может быть объяснено стохастическим характером параметров пары трения и начальных условий процесса проскальзывания, факт подвозбуждения колебаний по осциллограммам просматривается достаточно четко. Сопоставление экспериментальных данных с расчетами на ЭВМ по частоте и амплитуде упругих колебаний показывает приемлемость предложенной в разд. 10.3 математической модели для практических расчетов. Погрешность расчета по частоте – 11 %, по амплитуде упругого момента – 24 %.

Отметим также некоторые качественные взаимосвязи, наблюдавшиеся при эксперименте, согласующиеся с расчетами по модели. Форсирование электромагнитных переходных процессов в ЭФМ приводило к сокращению времени проскальзывания, однако сопровождалось возрастанием амплитуды упругого момента. Увеличение момента инерции рабочего органа снижало частоту колебаний и увеличивало их продолжительность.

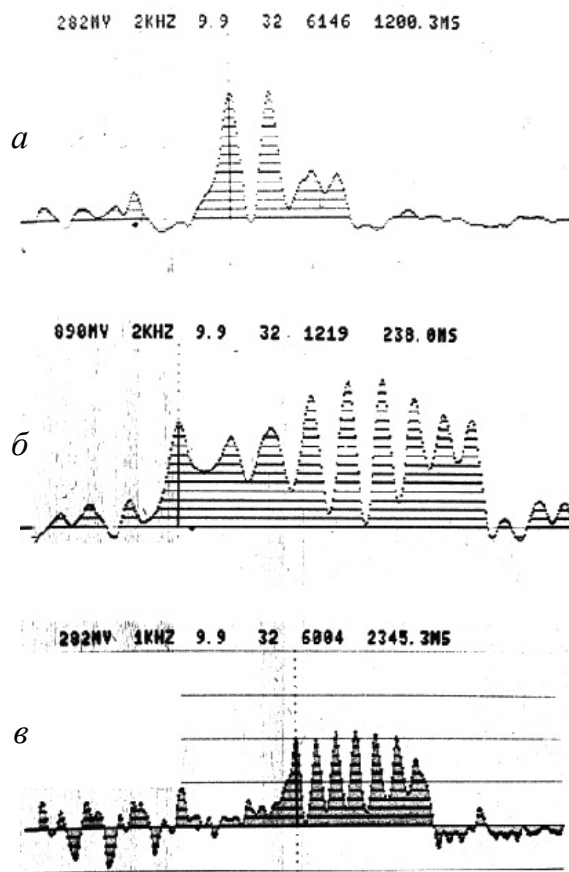


Рисунок 11.10 – Осциллограммы упругого момента в ЭП с ЭФМ

11.4. Разработка датчиков фрикционных автоколебаний, буксования и юза

При нормальном характере проскальзывания, т. е. когда избыточное скольжение есть необходимое условие нормального протекания технологического процесса (например, волочение, резание металла, движение груза по наклонной плоскости и др.) датчики АКФ необходимы, чтобы снизить амплитуду АКФ до допустимого уровня.

В случае *аномального* характера (буксование и юз колес в электро-транспорте, пробуксовки валков прокатного стана и др.) датчик, показывая возникновение АКФ, сигнализирует о необходимости снизить скорость электропривода и, переводя рабочую точку на восходящий участок характеристики трения, устранить буксование. В разомкнутых системах ЭП эту функцию выполняет оператор, в замкнутых – система автоматического управления. Возникшие АКФ в той или иной мере проявляются в наличии колебаний каждой из координат ЭП: скорости рабочего органа, упругом моменте, скорости и токе электродвигателя.

Оценим целесообразность использования каждой из координат в виде исходно-информативной при построении датчиков АКФ.

В силу довольно значительных колебаний скорости рабочего органа при АКФ использование данной координаты является весьма привлекательным. Однако свойственной данному способу недостаток затрудняет его реализацию. Данный недостаток заключается в отсутствии в подавляющем числе механизмов датчиков скорости рабочего органа и специальное оснащение механизмов такими датчиками нередко сопряжено с существенными сложностями. Использование в качестве информативной координаты упругого момента также затруднительно. Производственные механизмы не оснащены такими датчиками. Использование тензодатчиков в реальных условиях эксплуатации многих машин и механизмов весьма ограничено по соображениям надежности работы.

Определение АКФ по колебаниям скорости электродвигателя возможно в тех случаях, когда на валу ЭД установлен датчик скорости. Однако многие ЭП таких датчиков не имеют.

Наиболее привлекательным является использование тока электродвигателя в качестве информативной координаты. Проблемой при этом является малая величина амплитуды пульсаций тока от упругих фрик-

ционных автоколебаний. Однако подобный недостаток свойственен и сигналу скорости электродвигателя при малых значениях коэффициента соотношения масс электропривода γ . Но то обстоятельство, что ток электродвигателя легко измеряется статическими приборами, обладающими высокой надежностью, дает определенный приоритет сигналу тока ЭД как информативной координате.

Для электромеханических АКФ характерна сильная зависимость частоты колебаний от параметра $b = \beta_c / \beta$. В то же время во время движения в тяговом ЭП с двигателями последовательного возбуждения жесткость механической характеристики – β существенно изменяется. Может меняться также жесткость механической характеристики нагрузки β_c в зависимости от состояния рельсов (влажные, пыльные и т. д.). Кроме того, буксование не всегда сопровождается появлением электромеханических АКФ из-за невыполнения условия их существования

$$m = (T_m / T_g) < 1.$$

В то же время упругие механические колебания регулярно сопровождаются появлением избыточного проскальзывания. К тому же частота их близка к частоте недемпфированных свободных колебаний механической подсистемы и обычно лежит в пределах $(10-10^2)$ Гц, что облегчает задачу расчета фильтра для их выявления.

Вышеуказанное свидетельствует о преимуществах создания датчиков АКФ, предназначенных для устройства распознавания буксования и систем регулирования силы сцепления, на принципе выявления пульсаций тока от упругих механических АКФ.

Укажем особенности, которые следует учитывать при построении датчика АКФ. Для выделения пульсаций с частотой фрикционных автоколебаний из кривой тока, которая в общем случае может иметь пульсации, порожденные иными причинами (например, от работы управляемых преобразователей), необходим узкополосный фильтр. Так как пульсации тока от АКФ весьма малы, они должны быть усилены. В качестве такого датчика тока ДТ был выбран датчик разработки НИИ ХЭМЗа, обеспечивающего усиление сигнала в полосе частот до сотен герц и выше, а также гальваническую развязку с силовой цепью. Фильтр Ф по этим же соображениям выполнялся в виде активного на базе операционного усилителя (рис. 11.11, а).

Резонансная частота фильтра равна

$$f_p = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R1 + R3}{R1 \cdot R2 \cdot R3}}. \quad (11.14)$$

Настройка фильтра на требуемую частоту может быть произведена изменением величины резистора $R3$, при этом полоса пропускания и коэффициент передачи фильтра на резонансной частоте не изменяются.

Для использования в системах регулирования предельной силы сцепления, функциональная схема датчика дополнена выпрямителем B , преобразующим переменный сигнал с полосового фильтра в сигнал постоянного тока, а также сглаживающим фильтром Φ , формирующим сигнал всегда (рис. 11.11, б). Ограничение уровня помех достигается включением в функциональную схему датчика порогового элемента ПЭ, выходной сигнал с которого U_Φ подается на исполнительный элемент ИО (например, одновибратор с регулируемой длительностью импульса). Данный импульс, снимая сигнал управления скоростью х.х. электродвигателя, перемещает рабочую точку ЭП на восходящий участок характеристики трения и устраняет буксования, как это показано на рис. 6.1.

Испытания датчика распознавания буксования, построенного по функциональной схеме, представленной на рис. 11.11, б, и установленного на рудничном электровозе АМ8Д в условиях стенд-кольца Дружковского машиностроительного завода, выявили некоторые особенности его работы. Хотя датчик четко фиксировал появление при буксовании пульсаций тока с частотой 57-58 Гц, он допускал ложное срабатывание при коммутациях в якорной цепи из-за ударного возбуждения полосового фильтра на резонансной частоте. Данное явление поясняется временной диаграммой на рис. 11.12, а. В связи с этим были предложены две новые модификации датчика, позволяющие отстроиться от сигнала помехи. Функциональные схемы данных модификаций приведены на рис. 11.11, в, г.

В первой модификации функциональная схема дополняется дифференциатором D , сигнал с которого поступает на пороговый элемент ПЭД, после чего подается на управляющий вход коммутирующего элемента ПЭ. Работа датчика данной модификации поясняется временными диа-

граммами, представленными на рис. 11.12, б, в, г, д, е. Коммутирующий элемент открывает прямой канал только в случае, если производная огибающей выпрямленного напряжения фильтра превышает заданный уровень $U_{\text{пор}}$. Во второй модификации (рис. 11.11, з) отстройка от помехи достигается с помощью временной селекции сигнала полосового фильтра. При этом используется различие в соотношениях между длительностью полезного сигнала и помехи. Работа датчика данной модификации иллюстрируется временными диаграммами на рис. 11.12, ж, з, и, к, л, м.

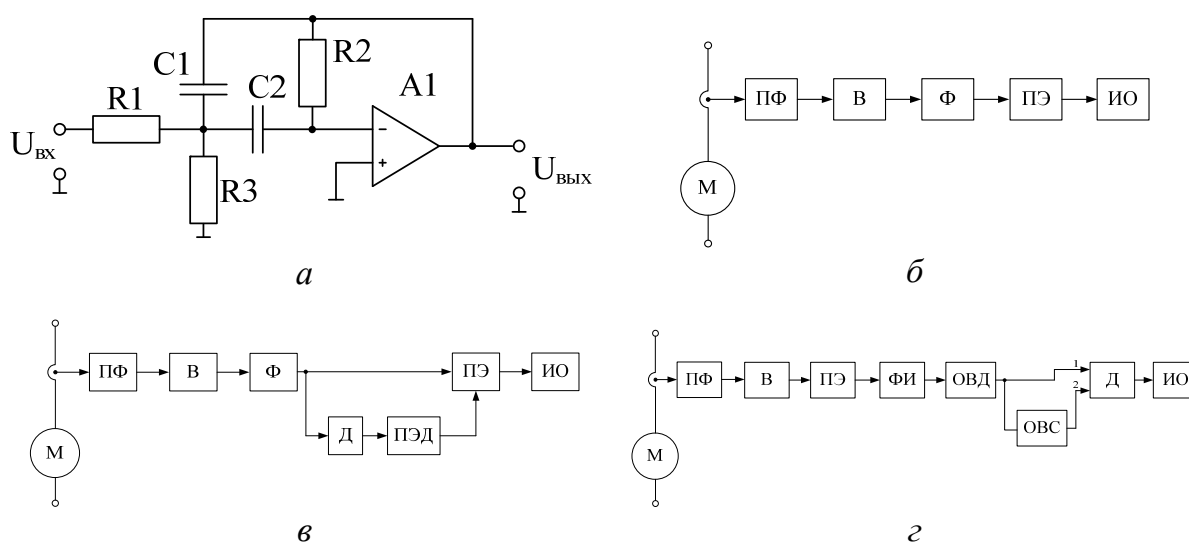


Рисунок 11.11 – Схемы датчиков АКФ, буксования и юза

Пусть, например, с выхода полосового фильтра ПФ поступает полезный сигнал (рис. 11.12, ж). Выпрямитель В выделяет положительные полуволны (рис. 11.12, з), которые через пороговый элемент ПЭ поступают на формирователь импульсов ФИ.

Сформированные по длительности и амплитуде импульсы (рис. 11.12, и) запускают одновибратор детектора ОВД, причем, если период следования их $\tau_{\text{и}}$ оказывается меньше длительности импульса одновибратора, происходит повторный запуск последнего и, таким образом, осуществляется детектирование выходного сигнала полосового фильтра – импульс длительности $\tau_{\text{ис}}$ (рис. 11.12, к). Передним фронтом этот импульс запускает одновибратор селектора (ОВС), длительность отрицательного импульса которого равна $\tau_{\text{сел}}$ (рис. 11.12, л).

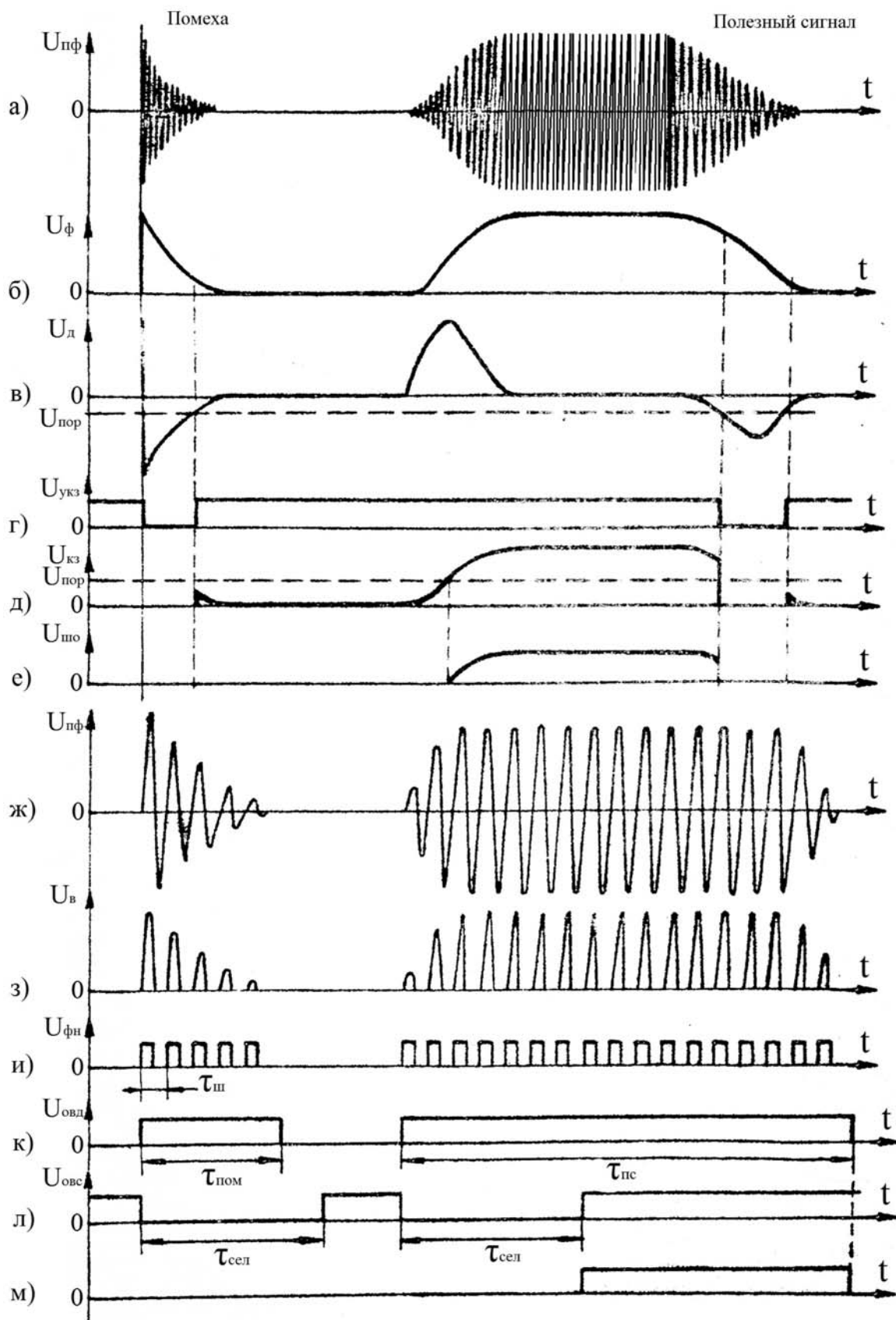


Рисунок 11.12 – Временные диаграммы работы датчиков АКФ, буксования и юза

Выходные импульсы обоих одновибраторов подаются на входы элемента «И», на выходе которого формируется результирующий импульс (рис. 11.12, *м*), который и подается на исполнительный орган. Таким образом, на исполнительный орган сигнал логической «1» будет подан, если длительность импульса ОВД будет больше, чем длительность импульса ОВС, т. е. при достаточно длительном входном сигнале. В случае же ударного возбуждения полосового фильтра (см. рис. 11.12, *жс*) схемой будет сформирован импульс $\tau_{\text{пол}} < \tau_{\text{сел}}$ и схемой «И» не будет выдан управляющий импульс при воздействии сигнала помехи.

Испытания датчика второй модификации на электровозе типа К-14 в производственных условиях шахты «Ленинградская» ПО «Ленинградсланец» показали высокую надежность обнаружения режимов буксования.

Помимо датчиков, основанных на выделении сигнала тока с частотой АКФ [107, 108], был разработан также ряд датчиков, использующих другие принципы, а также систем реализации предельной силы сцепления на их основе [109, 110, 111, 112, 113]. Не приводя подробного описания вышеуказанных устройств, отметим некоторые из решений и основные принципы построения систем реализации предельной силы сцепления. Автоматическое регулирование предельной силы сцепления осуществляется двумя способами. Первый заключается в том, что по появлении сигнала о пробуксовке на вход преобразователя подается сигнал снижения управляющего воздействия. Понижение вследствие этого напряжения (либо его частоты в случае АД) приводит к смещению МХ электропривода, как показано на рис. 6.1. По второму способу сигнал о проскальзывании используется для снижения жесткости МХ ЭП (рис. 6.1 – пунктирная кривая). При этом для определения скорости проскальзывания в [110, 111] сравнивалась линейная скорость движения электровоза со скоростью на ободу колеса электровоза. В свою очередь, было предложено линейную скорость находить с использованием доплеровского эффекта и по частоте модуляции отраженного от дороги радиолокационного сигнала. Модуляция сигнала порождается различием коэффициента отражения радиосигнала от шпал и полотна дороги. В [112, 113] использовались запоминающие устройства и сравнивались в дискретные моменты времени значения скоростей колесной пары, а факт возникновения буксования определялся по величине приращения скорости, которое при срыве в буксование существенно возрастало.

Появление микропроцессоров, программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) создало предпосылки для создания на их основе датчиков АКФ по вышеизложенным принципам. Это повышает надежность обнаружения АКФ и расширяет возможности управления. В настоящее время на кафедре АЭМС ведется разработка вышеуказанных датчиков, в том числе с использованием явления усиления колебаний нелинейностью трения, описанного в гл.8.

11.5. Подавление вибраций в вальцешлифовальных станках

Для разработанной Харьковским станкостроительным заводом серии вальцешлифовальных станков (модели ХШ 5-15, ХШ 5-20, ХШ 5-30) серьезной проблемой, выявленной в процессе испытаний, осложнившей госприемку станка и приводящей к ухудшению качества обработки, явилась проблема вибраций. На протяжении нескольких месяцев завод не мог сдать четыре тяжелых вальцешлифовальных станка, изготовленных для Чехословакии, из-за неудачных попыток устранить огранку на шлифуемых валках для прокатных станов.

Строгая геометрия формы валка, качество обработки его поверхности являются важнейшими условиями нормальной работы клетки прокатного стана, что в конечном счете определяет качество прокатки.

Огранка на валке появляется в результате вибраций. В неблагоприятных случаях ширина грани достигает 1-2 см, а отклонение от заданной формы в условиях заводской эксплуатации доходит до 10 мкм при черновой обработке.

В связи с вышеизложенным снижение вибраций стало исключительно важной задачей.

Одной из причин вибраций могут быть фрикционные автоколебания. С целью выявления возможных источников возбуждения данных автоколебаний рассмотрим кинематическую схему станка, представленную на рис. 11.13.

Вращение от двигателя M_k через ременную передачу КРПШ передается консольно закрепленному шлифовальному кругу K , обрабатывающему поверхность валка B . Двигатель M_k и стойки с опорными подшипниками вала шлифовального круга жестко закреплены на шлифовальной бабке, которая имеет свой приводной двигатель и может пере-

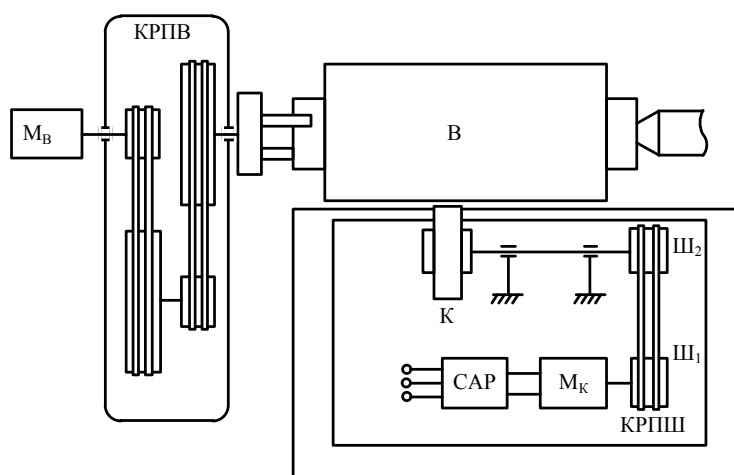


Рисунок 11.13 – Кинематическая схема вальцешлифовального станка

мещаться вдоль плоской и трапецеидальной гидростатических направляющих перпендикулярно оси валка. Обе направляющие жестко закреплены на каретке, которая также имеет свой приводной двигатель и через реечную передачу обеспечивает движение каретки вместе со шлифовальной бабкой вдоль оси валка. Валок В закреплен в центрах, приводится во вращение электродвигателем M_B через клиноременную передачу и вращается встречно шлифовальному кругу, причем их оси расположены в одной горизонтальной плоскости, с точностью до 0,4 мм. Кроме приводов вышеуказанных основных подач, имеется ЭП микроподачи, который компенсирует износ круга. Данный привод в процессе шлифования плавно, с заданной заранее (выбранной опытным путем) скоростью, медленно уменьшает расстояние между осью шлифовального круга и валка. В станке модели ХШ 5-30 эта функция автоматизирована и микроподача выполняется, как только вследствие износа круга и уменьшения глубины врезания токовая нагрузка электродвигателя M_0 уменьшится и выйдет из установленного диапазона. В других моделях контроль за током нагрузки производится визуально с последующим ручным изменением задания скорости привода микроподачи. Имеется также ряд других сервисных подач, обеспечивающих технологию обработки, но не имеющих отношения к кругу рассматриваемых вопросов.

Из данной кинематической схемы видно, что проскальзывание имеет место между шлифовальным кругом и обрабатываемой деталью и между ремнями клиноременной передачи и ее шкивами.

Факт существования автоколебаний при резании металлов широко известен [19, 66, 67, 82, 88], однако объяснение их природы различно. Некоторые авторы объясняют их наличием падающей ветви характеристики нагрузки при резании, другие – спецификой энергетических соотношений, имеющих место при колебаниях режущей поверхности. Характеристики клиноременной передачи станка рассматриваемой модели также недостаточно изучены.

Учитывая неопределенность в описании характеристик вышеуказанных пар трения, сформулируем задачу следующим образом: проверить в какой мере рекомендуемые в работе и разработанные на основе положений теории АКФ в электромеханической системе с упругими связями средства подавления автоколебаний эффективны с точки зрения снижения уровня вибраций в рассматриваемых станках.

При этом исходим из имеющей место общности фазовых взаимосвязей при автоколебаниях различной природы. Данная общность заключается в том, что внутренняя или внешняя обратная связь по какой-либо координате обеспечивает усиление управляющего воздействия.

Согласно экспериментальным данным Харьковского станкозавода, в общем спектре колебаний могут существовать три характерных диапазона частот: низкий (порядка единиц Гц), средний (10-20 Гц) и высокий (100-200 Гц). Кроме того, нами было проведено осциллографирование процессов пуска ЭП шлифовального круга, холостого хода, силового шлифования, «выхаживания» на станке ХШ 5-15, установленном в цехе ЛПЦ-3 Новолипецкого металлургического комбината, которое также подтвердило наличие автоколебаний.

Исходя из вышеуказанного, датчик автоколебаний спроектирован таким образом, что обеспечивает четкое выделение пульсаций тока в пределах частот каждого из диапазонов и предусматривает возможность дифференцирования отфильтрованных сигналов с дальнейшим их использованием в качестве сигналов ОС в устройстве подавления вибраций (УПВ).

Проверка работы устройства была выполнена на Харьковском станкозаводе на станках модели ХШ 5-20, ХШ 5-21. Ниже приведены таблицы результатов эксперимента (табл. 11.5.1, 11.5.2), а также осциллограммы процесса шлифования (рис. 11.14) устройства подавления автоколебаний. Осциллограммы тока показывают эффективное подавление автоколебательного режима. Результаты измерения уровня вибраций станка виброметром ИЭ-1 свидетельствуют о его снижении.

Таблица 11.5.1

Ток двигателя	I _я =11 А		I _я =15 А		I _я =18 А		I _я =20 А		I _я =25А	
Режим работы станка	Уровень вибраций									
	мин	макс	мин	макс	мин	макс	мин	макс	мин	макс
Без УПВ-I	14	20	10	18	16	22	22	38	22	34
С УПВ-I	8	14	8	14	8	16	14	22	16	28

Таблица 11.5.2

Ток двигателя шлифовального круга	I=		I=		I=		I=		I=	
Режим работы станка	Уровень вибраций									
	мин	макс	мин	макс	мин	макс	мин	макс	мин	макс
Без УПВ-I	6	12	6	16	9	21	14	26	18	22
С УПВ-I	8	9,5	10	12	13	17	18	22	23	27

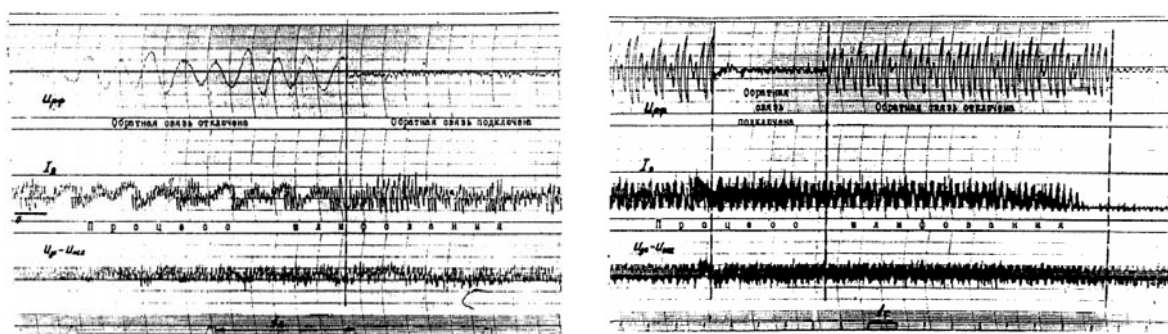


Рисунок 11.14 – Осциллограммы процесса шлифования на станке ХШ 5-20

Шлифовка с подключенным УПВ на станке ХШ 5-21 при токе 20А за один проход устранила имеющуюся на валке огранку, обеспечив 6-7 класс чистоты поверхности.

На станке ХШ 5-20 при подключении УПА-I в различных режимах наблюдалось снижение уровня вибраций на 8–10 делений по шкале виброметра ИЭ-I и снижение уровня пульсаций тока в 2,5–4 раза.

Из осциллограмм видно, что подключение устройства подавления вибрации исключает практически полностью колебания сигнала $U_{рф}$ и

низкочастотную составляющую колебаний в кривой тока, а факт устранения огранки и довольно высокий класс чистоты свидетельствует об эффективности предложенного устройства. Полученный результат позволил заводу сдать станки заказчику из Чехословакии.

11.6. Устройство предотвращения буксования валков прокатного стана

Одним из видов машин, в которых наблюдается буксование и сопровождающие его фрикционные автоколебания, являются обжимные прокатные станы: блюминги и слябинги [30, 33, 85].

Буксование проявляется при прокатке в виде чрезмерного проскальзывания поверхности валков относительно поверхности прокатываемого металла и приводит к ряду негативных последствий. Возникающие вследствие фрикционных автоколебаний большие значения упругих моментов вызывают поломки кинематических звеньев: шпинделя, промвала, соединительных муфт, а иногда и станины электродвигателя [33, 85]. Это, в свою очередь, порождает убытки, связанные не только с заменой оборудования, но и от простоев на время производства ремонтных работ.

Негативными последствиями буксования валков являются также увеличение на прокатку расхода электроэнергии, снижение производительности, ускоренный износ валков, дискомфорт персонала вследствие возрастания шума и вибраций оборудования.

Особое место среди негативных проявлений от буксования занимают фрикционные автоколебания. Именно свойственные АКФ знакопеременные колебания упругого момента с амплитудой, существенно (в 2-3 и более раз) превышающей статический момент нагрузки, вызывают усталостные разрушения и являются одной из основных причин поломок оборудования стана [33, 85].

В рамках хоздоговорных работ с Криворожским металлургическим комбинатом, Коммунарским металлургическим комбинатом, Запорожским заводом «Днепрспецсталь», а также работе КН 3402 по координационному плану научно-исследовательских работ АН Украины «Исследование электромеханических систем с отрицательным вязким трением и разработка противобуксовочных систем для прокатных станов и электротранспорта» был выполнен ряд экспериментальных исследований.

В вышеуказанных работах решались, в частности, такие задачи:

- экспериментально оценить степень возрастания нагрузок в кинематических звеньях при буксовании валков прокатного стана путем прямого измерения упругих моментов;
- оценить запаздывание реакции оператора на возникшую пробуксовку при ее устранении ручным управлением;
- разработать систему автоматического устранения буксования, используя разработанные на кафедре датчики его обнаружения [107–113].

С целью экспериментального исследования процессов буксования на действующем прокатном оборудовании было создано устройство прямого измерения упругого момента с бесконтактной передачей информации с тензодатчиков с помощью радиосигнала УКВ диапазона.

Блок-схема устройства представлена на рис. 11.15.

В данной схеме ТД – тензодатчик, выполненный на 2-х тензорезисторах, наклеенных на промвал под углом 45° к оси вала (рис. 11.16 – позиция 1), и образующих мост со вторым полумостом, расположенным в радиопередающем устройстве. Выходной сигнал тензодатчика снимается с

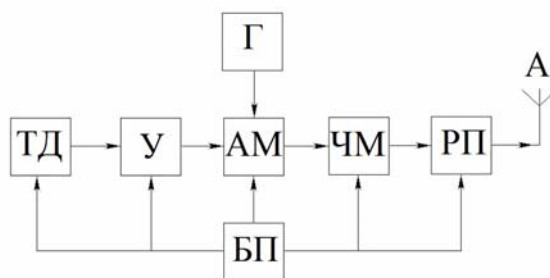


Рисунок 11.15

диагонали моста и подается на усилитель У. Усиленный сигнал блока амплитудной модуляции АМ модулирует сигнал генератора Г с частотой 1 кГц. Выходной сигнал с блока АМ поступает на блок частотной модуляции ЧМ с частотой 74–76 мГц, радиопередатчик, антенну А и в виде радиосигнала передается на вход радиоприемника, откуда через демодулятор поступает на шлейфовый осциллограф.

Размещение элементов радиопередающего устройства измерения упругого момента показано на рис. 11.16. Здесь 2 – радиопередатчик, приклеенный рядом с тензорезисторами, а 3 – блок питания, закрепленные эластичным бинтом, 4 – соединительные проводники, 5 – передающая антенна, обвитая вокруг вала для обеспечения передачи сигнала при любом его повороте. Приемная антенна 7 была выполнена в виде алюминиевой шины, согнутой вокруг вала, соединенной с радиоприемником 10. 11 – усилитель-демодулятор, с выхода которого сигнал подавался на шлейфовый осциллограф 12.

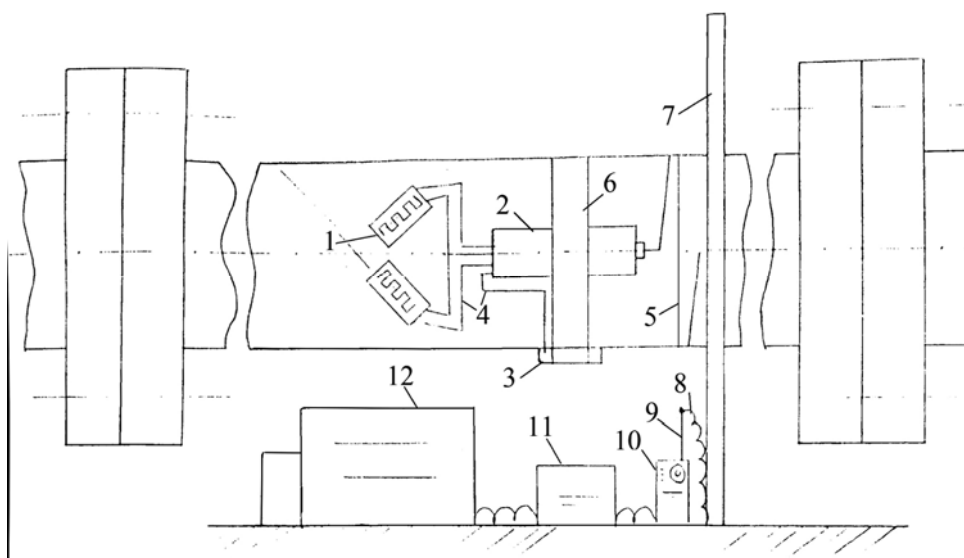


Рисунок 11.16

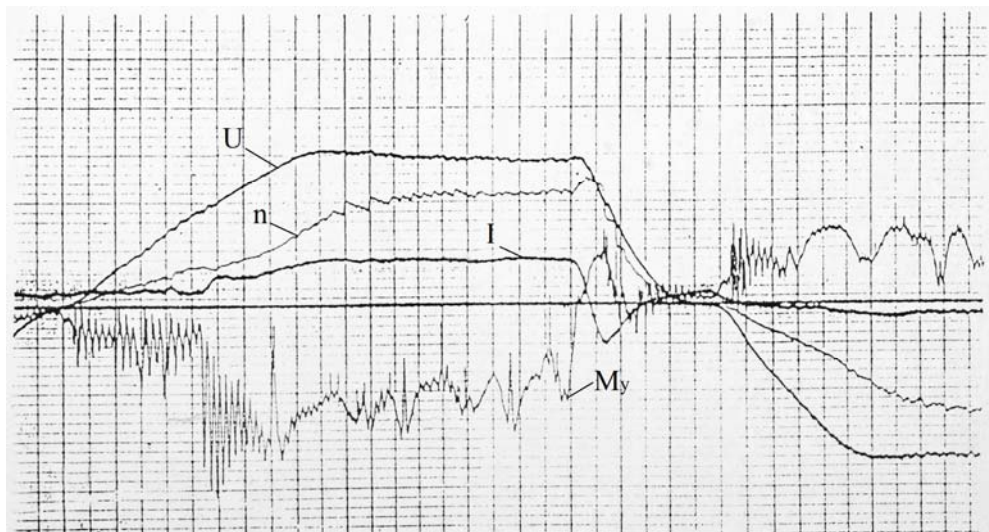
В эксперименте на обжимной клети стана 950 Запорожского завода «Днепроспецсталь» размещение тензодатчиков и радиопередающего устройства осуществлялось на промвале электропривода верхнего валка, на котором наиболее часто наблюдается буксование. Большая подверженность верхнего валка буксованию объясняется, во-первых, тем, что благодаря увеличению силы нормального давления на нижний валок за счет веса слитка, сила трения на данном валке больше. Во-вторых, способствующая буксованию печная окалина, с нижней поверхности слитка в значительной степени сбивается при движении по рольгангу. Кроме того, верхний валок из-за более частых пробуксовок изнашивается в большей степени, при этом снижается первоначальная овальность по его длине и сила нажатия посередине валка.

Осциллограммы, полученные при эксперименте, представлены на рис. 11.17.

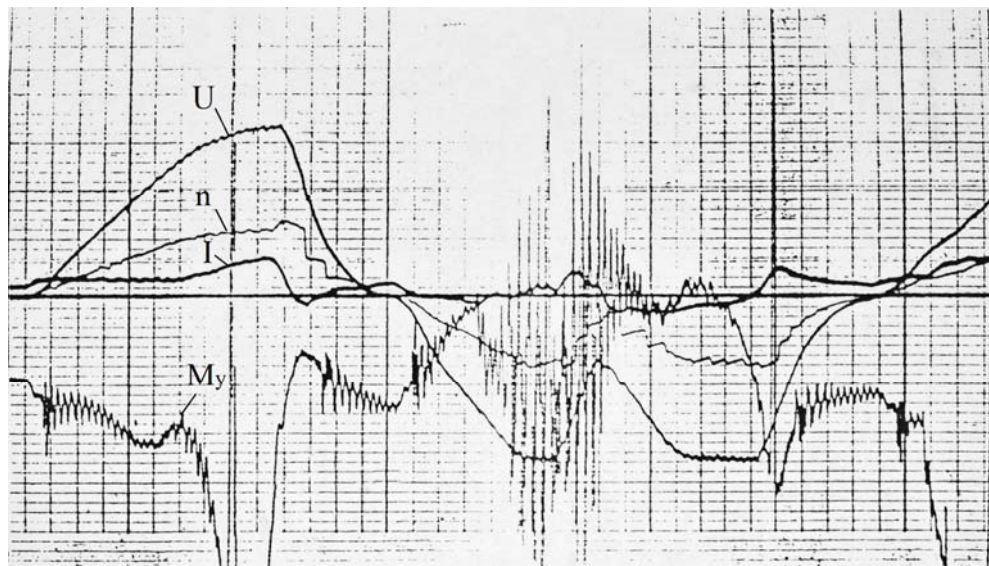
На осциллограммах отражены изменения во времени величин: U – напряжения, n – скорости вращения, I – тока электродвигателя, а также M_y – упругого момента в процессе прокатки во время одного прохода. Поясним взаимосвязь вида осциллограмм с нормальным ходом технологического процесса (рис. 11.17, а).

Подходу слитка к клети предшествует увеличение оператором напряжения U с целью увеличения скорости валка n для согласования со скоростью движения слитка. Ток I при этом также несколько возрастает

за счет динамической составляющей момента электродвигателя, а изменение управляющего воздействия порождает затухающие к началу захвата слитка валками колебания упругого момента. Захват валка сопровождается резким нарастанием тока ЭД. От изменения данного возмущающего воздействия также возникают упругие колебания, затухающие во времени. По достижении требуемой скорости прокатки оператор поддерживает усилие прокатки, сохраняя неизменным ток электродвигателя. Изменения в кривой упругого момента могут быть объяснены наличием незначительного эксцентриситета валка [58].



а



б

Рисунок 11.17 – Осциллограммы прокатки на обжимной клети стана 950 завода «Днепропецсталь»

Выход слитка из валков приводит к снижению тока, производимое оператором снижение напряжения – к снижению скорости и переходу электродвигателя в тормозной генераторный режим, вызывающий знак изменения тока ЭД и упругого момента.

Как видим, при нормальном ходе процесса прокатки, возникающие вследствие изменения управляющих и возмущающих воздействий носят затухающий характер, а максимальные амплитуды упругого момента не слишком велики $K_d = \frac{M_{y \max}}{M_c} \leq 1,7$.

Осциллограммы, отображающие процесс буксования валков, представлены на рис. 11.17, б.

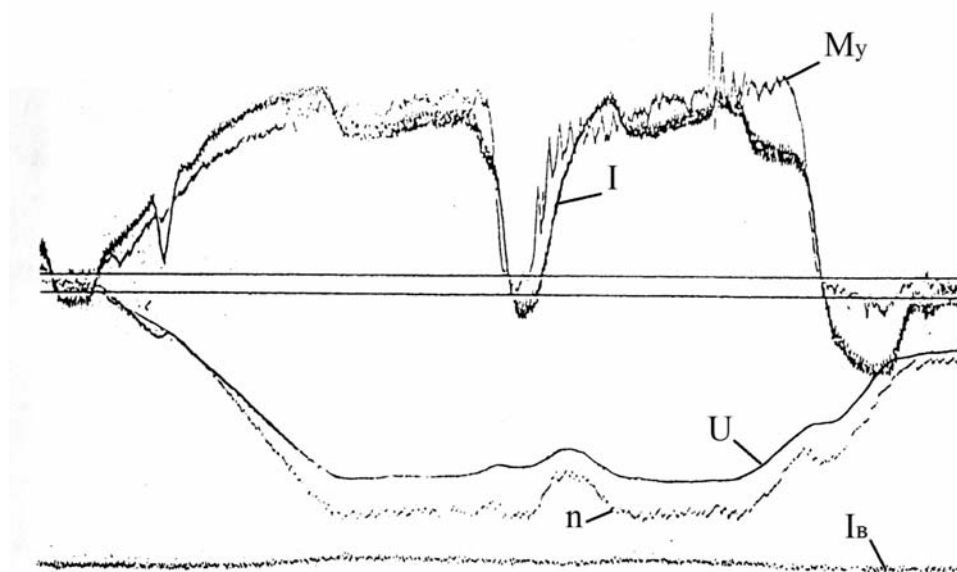
Левая часть осциллограммы, соответствующая прямой проходке слитка, свидетельствует о нормальном вышеописанном ходе процесса прокатки. Отсутствие интервала с установившимися значениями параметров U , n , I объясняются тем, что осциллографируется одна из первых проходов, когда длина слитка еще невелика.

При обратной проходке произошел срыв в буксование (правая часть осциллограммы) с возбуждением фрикционных автоколебаний. Амплитуды упругого момента M_y в течение АКФ возросли до значений коэффициента динамичности $K_d \approx 5$.

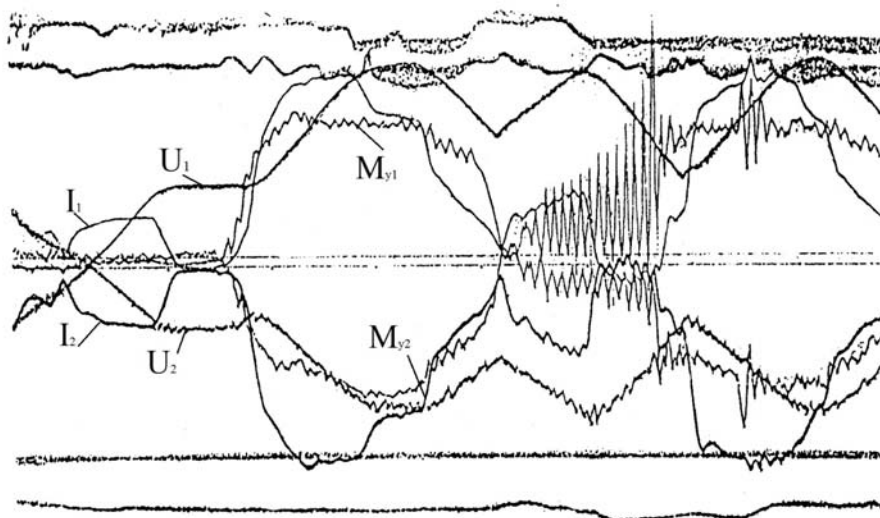
Экспериментальные исследования процесса двухслитковой прокатки были проведены на блюминге 1300 Криворожского металлургического комбината.

Осциллограмма на рис. 11.18, а отражает процесс двухслитковой прокатки без пробуксовки валков. Возникающие в начале прокатки колебания упругого момента M_y объясняются скачком возмущающего воздействия при входе 2-го слитка в валки и носят затухающий характер. Вид каждой из кривых M_y , I , n , U хорошо согласуется с физикой процесса. Просадки напряжения и скорости ЭД при входе 2-го слитка вызваны увеличением тока нагрузки и в дальнейшем устраняются оператором.

На рис. 11.18, б отображен процесс прокатки с одновременным осциллографированием величин U , I и M_y как привода верхнего (индекс «1»), так и нижнего (индекс «2») валков. В данном случае при захвате 2-го слитка возникает буксование, сопровождающееся быстро расходящимся колебательным процессом на верхнем валке и незначительным – на нижнем. Частота упругих колебаний в кинематической линии верхнего валка больше, чем нижнего. Это объясняется большей длиной последней в соответствии с компоновкой оборудования.



a



б

Рисунок 11.18 – Осциллограммы двухслитковой прокатки на блюминге 1300 Криворожского металлургического комбината

Снижение оператором питающего напряжения устраняет пробуксовку на верхнем валке и одновременно прекращаются колебания на нижнем.

Вышеприведенные результаты экспериментальных исследований подтверждают возникновение упругих фрикционных автоколебаний при пробуксовке валков прокатных станов со значительной амплитудой существенно превышающей статическую нагрузку (в отдельных случаях в 4-5 раз) и наличие колебаний в кривой тока при буксовании валков. Кро-

ме того, осциллограммы указывают на запаздывание реакции оператора на возникновение пробуксовки.

Вышеуказанное свидетельствует об актуальности построения системы быстрого и надежного обнаружения и автоматического устранения буксования.

Экспериментальные исследования, проведенные на заводе «Днепро-спецсталь» в ходе выполнения хоздоговорной работы «Разработка и исследование экспериментального образца противобуксовочной системы для электропривода обжимного стана» показали, что при средней продолжительности цикла прокатки одного слитка 63 с (за 13 проходов) появление пробуксовок имело место в среднем в 8 циклах из 10. При этом средняя длительность пробуксовки составляла 0,8 с.

При пробуксовке отчетливо наблюдались колебания тока с частотой 13–18 Гц. Значение данной частоты свидетельствует о том, что она порождена не упругими АКФ в кинематической линии, а есть следствие явления усиления колебаний момента ЭД нелинейностью характеристики трения, описанной в главе 8. Это, однако, не означает отсутствия в кривой тока колебаний с существенно меньшей амплитудой, но с более высокой частотой упругих АКФ.

При разработке системы распознавания и устранения буксования (рис. 11.19) надежность его обнаружения обеспечивалась использованием в качестве информационных двух легко измеряемых координат: напряжения $U_{\text{я}}$ и тока электродвигателя $I_{\text{я}}$ и одновременного выявления двух признаков, свойственных явлению буксования:

- развитие буксования сопровождается быстрым снижением тока электродвигателя;
- при буксовании в токе электродвигателя возникают колебания в определенном диапазоне частот.

Чтобы уменьшение тока при буксовании отличить от его снижения, например, при выходе слитка из валков, производится сопоставление производных $\frac{dU}{dt}$ и $\frac{dI}{dt}$ по знаку и уровню, и сигнал, подтверждающий

буксование, вырабатывается только, если значение $\frac{dI}{dt}$, превышающее заданное значение, имеет место при постоянстве либо возрастании напряжения U .

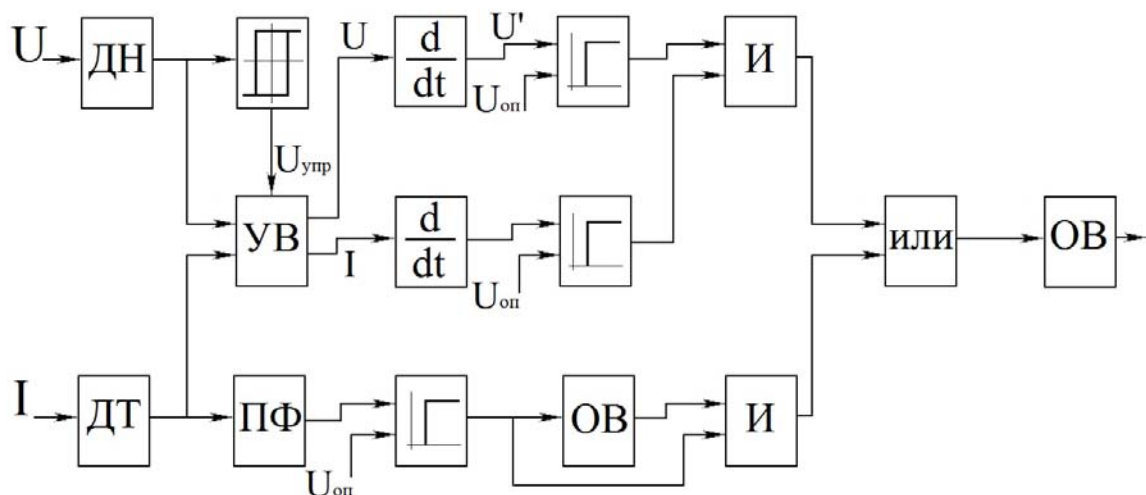


Рисунок 11.19 – Блок-схема системы распознавания и устранения буксования

Выделение из кривой тока сопровождающих буксование колебаний производится резонансным фильтром, перестраиваемым в диапазоне частот 10-25 Гц.

Идентифицирующие по каждому из каналов буксование сигналы поступают на элемент «ИЛИ» и запускают одновибратор, вырабатывающий сигнал регулируемой длительности. Данный сигнал воздействует на сигнал задания напряжения, обеспечивая его снижение и, как следствие, устранение буксования, либо сигнализирует оператору об аномальности процесса прокатки.

Разработанная противобуксовочная система была изготовлена в виде ячейки для комплектных тиристорных электроприводов, серийно выпускаемых НПО «ХЭМЗ» и ЗПО «Преобразователь». Подключение ее к действующей системе управления электроприводом обжимного стана 950 завода «Днепропецсталь» обеспечило сокращение времени обнаружения буксования до $(0,1 \div 0,15)$ с; повышение производительности прокатного стана за счет сокращения цикла прокатки благодаря сокращению длительности процесса буксования в 2-2,5 раза и автоматизации процесса торможения при выбросе слитка; повышение надежности механического оборудования и сокращение времени простоев на ремонт за счет снижения динамических нагрузок в кинематической линии во время пробуксовок.

11.7. Оптимизация разгона рудничного электровоза методами теории планирования эксперимента с нелинейным преобразованием метрики факторного пространства

Данный раздел представляет, по мнению автора, интерес применением для решения задач управления движением вышеупомянутого в главии метода.

Несмотря на отсутствие строгого теоретического доказательства, метод нелинейного преобразования метрики факторного пространства хорошо «работает» на практике, обеспечивая существенно более высокую точность определения многофакторной функции цели по сравнению с традиционными методами аппроксимации, описанными во многих источниках по теории планирования эксперимента.

Описание метода впервые встретилось автору в книге Б.А. Ивоботенко, Н.Ф. Ильинского, И.П. Копылова [36], где был приведен пример его использования для расчета времени колебаний шагового ЭД при остановке.

Применение автором этого метода для определения параметров управления процессом разгона рудничного электровоза [46, 60] подтвердило существенно более высокую точность аппроксимации зависимости функции цели от влияющих факторов по сравнению с методом квадратных полиномов.

Негативными последствиями буксования рудничного электровоза (РЭВ) помимо возникновения АКФ являются также снижение производительности, дополнительные потери энергии, усиленный износ бандажей колес. При юзе возникает угроза безопасности движения.

Наиболее часто буксование и юз возникают в пуско-тормозных режимах. Между тем, именно в этих режимах необходимо реализовать максимальные тяговые либо тормозные усилия.

Применение в рудничных электровозах регулируемых полупроводниковых преобразователей создало предпосылки недопущения буксования и юза за счет соответствующего управления электроприводом РЭВ.

Постановка задачи.

На примере ЭП рудничного электровоза, силовая схема которого представлена на рис. 11.20, *а*, определить, каким образом изменять коэффициент интенсивности нарастания напряжения питания электродвигате-

лей $K_{\text{и}}$ в зависимости от условий работы электровоза: массы вагонеток с грузом, напряжения источника питания, потенциального значения коэффициента сцепления и др.

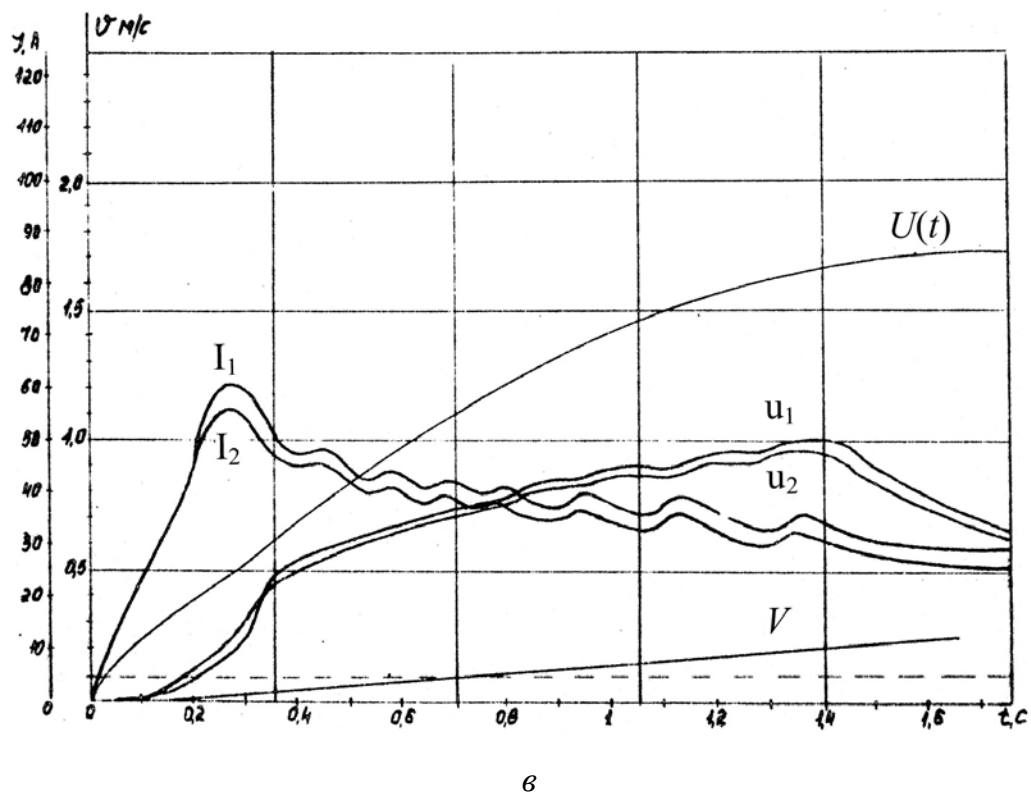
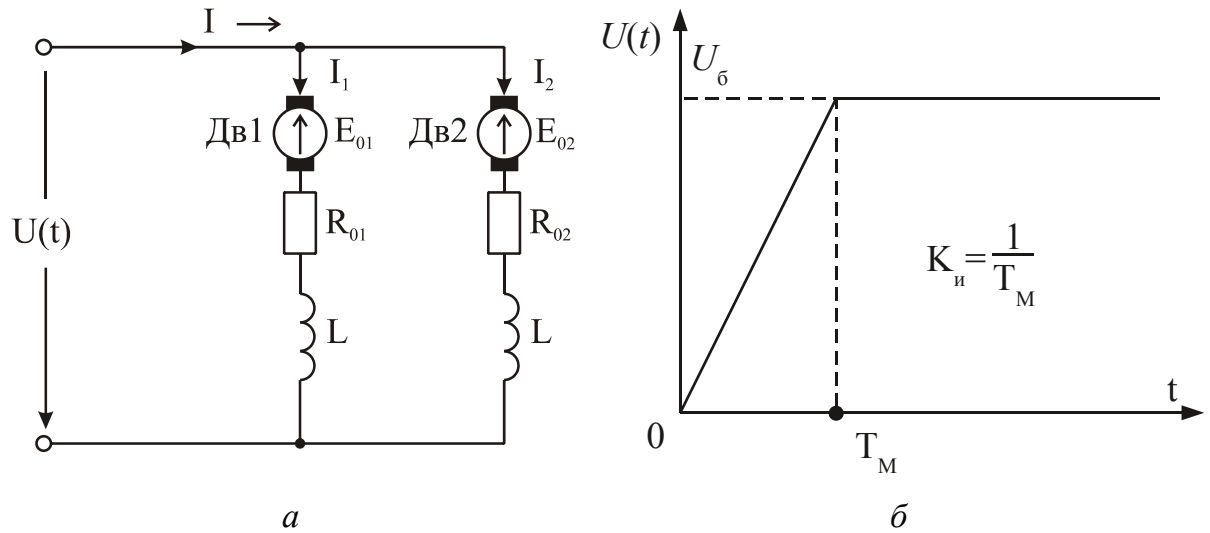


Рисунок 11.20 – Пуск электропривода рудничного электровоза:

- а – электрическая схема силовых цепей электропривода рудничного электровоза
 б – временная диаграмма напряжения питания при пуске электровоза
 в – временные диаграммы пуска электровоза

Пуск электровоза производится путем повышения напряжения на зажимах тяговых двигателей ДВ1 и ДВ2 с помощью задатчиков интенсивности по линейному закону (рис. 11.20, б)

$$U(t) = \begin{cases} KU_{\delta} t & \text{при } t < T_M, \\ U_{\delta} & \text{при } t \geq T_M, \end{cases} \quad (11.15)$$

где T_M – время нарастания $U(t)$ до значения напряжения аккумуляторной батареи U_{δ} ; $K = 1 / T_M$,

или по экспоненциальному

$$U(t) = (1 - e^{-K_3 t}) U_{\delta}, \quad (11.16)$$

где $K_3 = 1 / T_3$, а T_3 – постоянная времени задатчика.

Величина избыточного скольжения зависит от интенсивности нарастания напряжения на тяговом электродвигателе, определяемой значениями коэффициентов K или K_3 . При этом чрезмерно большая интенсивность приводит к возникновению буксования, малая – к затягиванию процесса разгона.

В качестве примера на рис. 11.20, в приведена временная диаграмма, поясняющая процесс пуска электровоза при достаточно большой интенсивности нарастания напряжения на зажимах тяговых электродвигателей. Участки буксования – это участки, на которых линейные скорости проскальзывания точек на ободах колес 1-й и 2-й колесных пар – u_1 и u_2 превышают значение $u_0 = 0.1$ м/с, соответствующее максимальному значению силы тяги по характеристике сцепления (коэффициент сцепления равен Ψ_0). Снижение интенсивности приводит к сокращению как продолжительности времени буксования, так и к уменьшению максимальных скоростей проскальзывания колес каждой из колесных пар, достигаемых в процессе пуска.

В качестве оптимального значения $K = K_{\text{опт}}$ примем такое, при котором максимальная скорость проскальзывания колеса относительно рельса $u_{\text{макс}}$, достигаемая в процессе разгона по характеристике сцепления не будет выходить за пределы

$$u_0 \leq u_{\text{макс}} \leq 1,1 u_0. \quad (11.17)$$

Выполнение данного условия обеспечивает достижение силы тяги, близкой к максимальной.

Предлагается следующая общая методика решения задачи. Используя математическую модель электропривода электровоза, рассчитываем на ЭЦВМ переходной процесс разгона при заданном коэффициенте интенсивности K , контролируя значение скорости проскальзывания каждой колесной пары. Варьируя значения K по методу дихотомии, определяем такое $K = K_{\text{опт}}$, при котором выполняется условие оптимальности (11.17). Производим ряд указанных расчетов согласно выбранному плану эксперимента и с помощью методов теории планирования эксперимента [46] находим искомое аналитическое соотношение для расчета $K_{\text{опт}}$ при произвольных значениях факторов, характеризующих условия работы электропривода.

Математическая модель электропривода электровоза, учитывающая нелинейность характеристики намагничивания тяговых электродвигателей, нелинейность характеристики сцепления, а также влияние тягового усилия на силы нормального давления колесных пар описана в [57].

Математическая модель в нормальной форме Коши состоит из 5 уравнений для производных по времени следующих величин: скорости движения электровоза dV/dt , скорости скольжения 1-й и 2-й колесных пар du_1/dt и du_2/dt и якорных токов тяговых электродвигателей dI_1/dt и dI_2/dt .

Для получения искомого аналитического выражения используем методы теории планирования эксперимента [12, 36], полагая $K_{\text{опт}}$ функцией цели, а величины, определяющие условия работы – влияющими факторами. Сложный характер взаимосвязей между факторами и величиной $K_{\text{опт}}$ исключает возможность получения точного аналитического выражения для ее определения, а аппроксимирующее ищем в виде полинома, представляющего часть степенного ряда.

Поскольку электромеханические системы относятся к классу хорошо определенных, т. е. достаточно точно описываемых математическими моделями, понимаем под экспериментом каждого опыта расчет переходного процесса при определенных значениях факторов.

Определим факторы, которые следует учитывать при эксперименте. Если наложить ограничение, что $K_{\text{опт}}$ находится для заданных типов электровозов, вагонеток и электродвигателей, а механические и электрические величины, характеризующие эти устройства, определены и постоянны, то в соответствии с математической моделью [57] видно, что остается 4 влияющих фактора: масса вагонеток с грузом m_b , напряжение источника питания U_6 , потенциальное значение коэффициента сцепления Ψ_0 и

сопротивление источника энергии R_6 . Прикидочные расчеты показали, что влияние изменения сопротивления R_6 существенно меньше, чем остальных величин и в расчетах его значение можно принять равным среднему в пределах изменения. Таким образом, эксперимент будет трехфакторным, где факторами являются: $X_1 = m_b$; $X_2 = U_6$; $X_3 = \Psi_0$. Область экспериментирования задаем так, что нижний предел определяется минимально возможными значениями факторов, а верхний – максимально возможными или номинальными.

В качестве примера пояснения методики используем данные, соответствующие электровозу АМ 8Д. Область экспериментирования задана в табл. 11.3, где знак «–» соответствует нормированному значению фактора $x_i = -1$, а знак «+» $x_i = +1$, где

$$x_i = x_i / x_{icp} . \quad (11.18)$$

Таблица 11.3

Фактор	Предел изменения X_i	«–»	0	«+»
$X_1 \sim m_6$	кг	0	30000	60000
$X_2 \sim \Psi_0$		0,08	0,165	0,250
$X_3 \sim U_6$	В	78	117	156

Из физических соображений следует, что для рассматриваемого процесса изменение функции цели при изменении одного из факторов и фиксированных других носит монотонный характер. Поскольку эти зависимости могут быть нелинейными, предусматриваем возможность нелинейного преобразования факторного пространства с целью повышения точности расчета по полиному. Исходя из вышеуказанного, проводим полный факторный эксперимент типа ПФЭ 2^3 с проверкой на линейность в центральных сечениях [12, 36]. План эксперимента приведен в табл. 11.4. Значение в каждом из опытов и коэффициент аппроксимирующего полинома для плана 1-го порядка вычисляются по следующему алгоритму:

1. Вводятся исходные данные
2. Вводятся значения факторов
3. Вычисляются переменные
4. По стандартной программе методом Рунге-Кутты производится интегрирование дифференциальных уравнений.

5. Рассчитывается переходный процесс и определяются значения $u_{1\text{макс}}$ и $u_{2\text{макс}}$.

6. Если $u_{1\text{макс}}$ или $u_{2\text{макс}} < u_0$, K увеличивается по принципу дихотомии и расчет повторяется с п.4.

7. Если окажется, что $u_{1\text{макс}}$ или $u_{2\text{макс}} > 1,1 u_0$, то K уменьшается и расчет повторяется с п.4.

8. Если $u_0 \leq u_{1\text{макс}} \leq 1,1 u_0$, а $u_{2\text{макс}} \leq u_0$ или $u_0 \leq u_{2\text{макс}} \leq 1,1 u_0$, а $u_{1\text{макс}} \leq u_0$ или $u_0 \leq u_{1\text{макс}}$, $u_{2\text{макс}} \leq 1,1 u_0$, то выпечатывается $K_{\text{опт}}$ и осуществляется переход к новым значениям факторов согласно плану эксперимента. Расчет повторяется с п.2.

9. Вычисляются коэффициенты аппроксимирующего полинома, соответствующего плану типа ПФЭ 2^3 по формуле

$$b_i = \frac{\sum_{u=1}^{u=8} K_{\text{опт}u} X_{iu}}{8}, \quad (11.19)$$

где u – порядковый номер опыта.

Значения $K_{\text{опт}}$, полученные в результате расчетов по вышеуказанному плану и алгоритму приведены в нижней строке табл. 11.4. В опытах 4, 8 и 12 буксования не отмечалось даже при очень интенсивном нарастании $U(t)$, поэтому в качестве оптимальных приняты значения $K_{\text{опт}}$ из соображений их реализуемости.

Таблица 11.4 – План эксперимента ПФЭ 2^3

№ опыта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
X_1	+	–	+	–	+	–	+	–	0	0	0	–	+	0	0
X_2	+	–	–	+	+	–	–	+	0	0	0	0	0	–	+
X_3	+	+	+	+	–	–	–	–	+	–	+	0	0	0	0
$K_{\text{опт}}$	0,258	0,448	0,018	2,000	2,110	1,410	0,050	2,000	0,421	1,195	0,25	2,000	0,188	0,094	1,063

Результаты расчета дают следующее выражение аппроксимирующего полинома:

$$K_{\text{опт}} = 1,04 - 0,428 X_1 + 0,555 X_2 - 0,356 X_3 + 0,0198 X_1 X_2 - 0,115 X_1 X_2 - 0,107 X_2 X_3 - 0,348 X_1 X_2 X_3 \quad (11.20)$$

Произведем проверку адекватности полинома путем сопоставления в центральной точке (опыт 9) $X_1 = X_2 = X_3 = 0$ опытного $K_э$ и рассчитанного по полиному (11.25) K_n значений $K_{\text{опт}}$. Погрешность

$$\Delta\% = \left(\frac{K_э - K_n}{K_э} \right) \cdot 100 = \frac{1,04 - 0,421}{0,421} \cdot 100 = 147,3\%$$

велика, что свидетельствует о плохой аппроксимации функции цели полиномом (11.25). Уточненное соотношение получим путем преобразования метрики факторного пространства, как это описано в [12, 36]. Построим зависимости $K_{\text{опт}} = Y = f(x_i)_{i \neq j}$ по результатам ранее проведенных опытов в центральных сечениях, т. е. $Y = f(x_i)$ при $x_2 = x_3 = 0$; $Y = f(x_2)$ при $x_1 = x_3 = 0$; $Y = f(x_3)$ при $x_1 = x_2 = 0$ (рис. 11.21).

Задача состоит в нахождении новых переменных ξ_i , функционально связанных с факторами X_i степенной зависимостью $\xi_i = X_i^{\alpha_i}$; ($\alpha_i \neq 0$) из условия, что кривая $Y = f(x_1)$ в любом центральном сечении проходит через три известные точки Y_1, Y_2 и Y_3 . Применение в качестве преобразованной переменной степенной функции фактора целесообразно в связи с тем, что степенная функция ξ_i при надлежащем выборе показателя степени α_i весьма близко аппроксимирует нелинейные зависимости параболического и гиперболического типа, как это имеет место в нашем случае.

Методика и соотношения для нахождения α_i описаны в [12, 36]. Данная методика требует либо использования номограмм [12, рис. 3.13], либо решения трансцендентного уравнения (например, изложенным в разд. 7.2 методом дихотомии).

Полином, полученный путем преобразования метрики факторного пространства по вышеуказанной методике, имеет вид

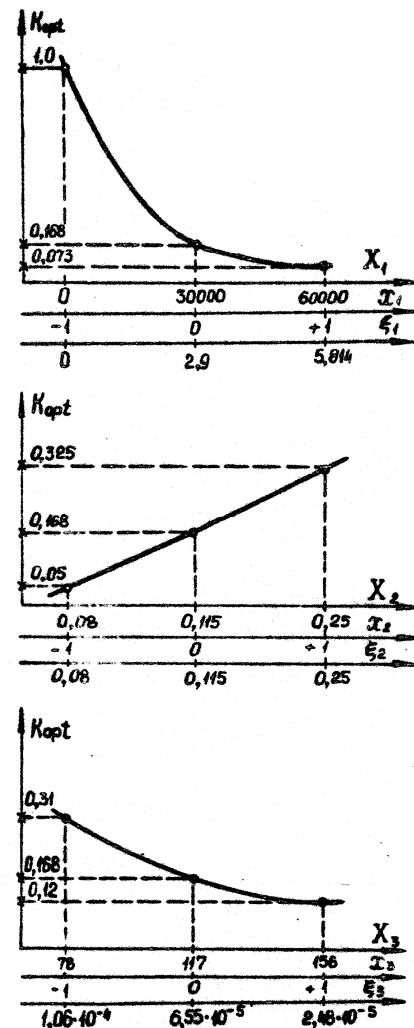


Рисунок 11.21 – Центральные сечения поверхности отклика

$$K_{\text{опт}} = 0,181 - 0,018 \xi_1 + 44,2 \xi_2 + 5,83 \cdot 10^5 \xi_3 - 4,95 \xi_1 \xi_2 - 6,9 \cdot 10^4 \xi_1 \xi_3 - 1,365 \cdot 10^7 \xi_2 \xi_3 + 4,37 \cdot 10^5 \xi_1 \xi_2 \xi_3, \quad (11.21)$$

где $\xi_1 = m_{\text{в}}^{0,2}$, $\xi_2 = \Psi_0^{2,3}$, $\xi_3 = U_{\delta}^{-3}$.

Произведем оценку адекватности данного полинома, сравнивая при одинаковых значениях факторов значения $K_{\text{опт}} = K_{\text{нм}}$, рассчитанные по выражению (11.21) со значениями $K_{\text{опт}} = K_{\text{э}}$, полученными в результате факторного эксперимента по полиному (11.20).

Величину погрешности оцениванием по выражению

$$\Delta\% = \frac{(K_{\text{э}} - K_{\text{нм}})}{K_{\text{э}}} \cdot 100\%. \quad (11.22)$$

Результаты расчета представлены в табл. 11.5. Как видим, преобразование факторов улучшило точность аппроксимации в центральной точке более чем в 7 раз, а в 60 % точек эксперимента не превышает 15 % (4-й столбец таблицы). Выбросу погрешности до 45 % в опыте 12 не следует придавать чрезмерного значения, поскольку, как отмечалось ранее, в данной точке буксование не наблюдается даже при $K_{\text{опт}} = 10$, и значение $K_{\text{опт}} = 2$ было взято априорно.

Таблица 11.15

№ опыта	$K_{\text{э}}$	$K_{\text{нм}}$	$\Delta\%$	$K_{\text{кв}}$	$\Delta\%$
1.	0,258	0,260	-1,4	0,312	-20,9
2.	0,448	0,451	-0,6	0,722	-61,1
3.	0,018	0,0215	-19,2	-0,025	-38,8
4.	2,000	2,003	-0,17	1,893	5,35
5.	2,110	2,113	-0,15	1,859	11,89
6.	1,410	1,415	-0,35	1,378	2,27
7.	0,050	0,053	-6,91	0,179	-258
8.	2,000	2,003	-0,17	2,292	14,6
9.	0,421	0,341	19,1	0,604	-43,46
10.	1,195	0,859	19,7	1,058	11,46
11.	0,250	0,215	14,0	0,297	-18,8
12.	2,000	1,098	45,0	1,572	21,4
13.	0,188	0,228	-21,3	0,525	-179,2
14.	0,094	0,107	-13,8	-0,008	108,51
15.	1,063	0,802	24,6	1,074	-1,035

Попытки упростить полином (11.21) за счет исключения из него членов с произведением независимых переменных приводят к значительному возрастанию погрешности, что свидетельствует о существенном взаимодействии влияющих факторов.

Для оценки эффективности различных методов повышения аппроксимации были рассчитаны коэффициенты квадратичного полинома $K_{\text{кв}}$ по плану 2-го порядка (5-й столбец таблицы 11.5).

Видно, что квадратичный полином дает худшую аппроксимацию, причем не только большую погрешность в большинстве опытов (6-й столбец таблицы 11.5), но и в ряде случаев (опыты 3 и 14) результат, противоречащий физике процесса (отрицательные значения $K_{\text{опт}}$).

Ниже приведено выражение для расчета $T_{\text{н.опт}} = 1/K_{\text{опт}}$ по данным электровоза АРП-14, когда пуск осуществляется путем изменения напряжения по линейному закону, полученное для расширения области экспериментирования $m_{\text{в}} = 0 \div 250$ тонн; $\Psi_0 = 0,08 \div 0,24$; $U_6 = 150 \div 278$ В.

$$T_{\text{н.опт}} = 13,374 \cdot 10^{-2} - 1,56 \cdot 10^{-5} \xi_1 + 10^{-3} \xi_2 + 2 \cdot 10^{-5} \xi_3 + 2 \cdot 10^{-7} \xi_1 \xi_2 + 10^{-8} \xi_1 \xi_3 - 3 \cdot 10^{-7} \xi_2 \xi_3 + 3,16 \cdot 10^{-11} \xi_2 \xi_3, \quad (11.28)$$

где $\xi_1 = X_1^{2,8}$, $\xi_2 = X_2^{-2,7}$, $\xi_3 = X_3^{1,65}$.

Расчеты по выражению (11.23) также подтверждают ранее сделанные выводы о сильном взаимодействии факторов в рассматриваемой математической модели и об эффективности преобразования их с целью повышения точности аппроксимации.

По соотношениям (11.21) и (11.23) был проведен ряд расчетов с широким варьированием значений $m_{\text{в}}$, Ψ_0 и U_6 . Анализ результатов этих расчетов показывает, что для электровоза АМ 8Д рассматриваемый способ управления вполне приемлем. Для электровоза АРП-14 область значений $T_{\text{н.опт}}$, достигающих (100–500) сек, весьма обширна и включает в себя значения факторов, характерных для часто встречающихся условий работы. Данное обстоятельство говорит в пользу создания для электровозов с большим сцепным весом системы автоматического регулирования по избыточному скольжению.

Проведенное исследование показало для систем ЭП типа ТЭРА целесообразность корректировки установок задатчика интенсивности по сравнению с существующими в сторону снижения величины K , что способствовало повышению технико-экономических показателей рудничного электровоза.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение, прежде всего, считаю нужным отметить, что изложенные в монографии результаты теоретических исследований и практических разработок не исчерпывают широкого многообразия задач, связанных с динамикой электромеханических систем с нелинейным трением.

Одна из основных целей книги – привлечь внимание к особому классу электромеханических систем – электромеханических систем с отрицательным вязким трением (ЭМС с ОВТ), какими являются электроприводы многих машин и механизмов с нелинейной нагрузкой типа «пара трения», механическая характеристика которых содержит падающий участок. В нормальных либо аномальных режимах колебательные процессы, возникающие в таких машинах и механизмах, как правило, существенно ухудшают их технико-экономические показатели, а в отдельных случаях приводят к аварийным режимам.

В настоящем заключении представляется уместным еще раз указать насколько широк перечень этих машин и механизмов:

- обжимные прокатные станы (блужинги, слябинги);
- непрерывные прокатные станы;
- металлорежущие станки (главный привод и механизмы подачи);
- магистральные электровозы;
- рудничные электровозы;
- правильные машины;
- толкатели нагревательных печей;
- скиповые подъемники доменных печей;
- волочильные машины;
- механизмы поворота конвертора;
- рольганги;
- намоточные устройства с фрикционными муфтами;
- рельсовые механизмы перемещения подъемных кранов;
- машины для резки металла;
- механизмы перемещения тележек завалочных машин;
- транспортеры;
- следящие электроприводы антенных установок;
- шаровые мельницы;

- экскаваторы;
- роботы и манипуляторы

и другие.

Материал монографии представляет пример того, как учет всего лишь одного дополнительного фактора позволяет вскрыть широкое многообразие вариантов поведения электромеханической системы в динамических режимах в зависимости от сочетания ее параметров. В нашем случае таким фактором явился учет в характеристике нагрузки «падающего» участка, на котором увеличение скорости ЭП сопровождается снижением момента сопротивления M_c . Введение для оценки степени влияния на динамику параметра b , характеризующего отношение жесткостей статических механических характеристик нагрузки и электропривода создало основу для новых теоретических исследований.

Одним из важных результатов работы, по мнению автора, является то, что многие положения и соотношения классической теории электропривода, полученные при условии постоянства момента сопротивления нагрузки в пределах однонаправленного движения ($M_c = \text{const}$), являются частным случаем положений и соотношений, изложенных в монографии.

Учитывая наличие выводов в главах раздела отмечу в заключении лишь некоторые из наиболее общих.

Электропривод машин и механизмов с нелинейным трением является специфическим источником механической энергии. Он может обусловить появление фрикционных автоколебаний, которых в механической системе не должно быть и, наоборот, устранить автоколебания, свойственные в механической системе.

Фрикционные автоколебания могут быть двух видов: нерелаксационные (близкие к гармоническим) и релаксационные (срывные, stick-slip). Нерелаксационные автоколебания порождаются колебательным расходящимся характером динамического режима на падающем участке характеристики трения. Первопричиной релаксационных (срывных, stick-slip) фрикционных автоколебаний является скачок коэффициента трения при переходе от состояния покоя к проскальзыванию в паре трения.

Будучи, как правило, негативными с технологической точки зрения, фрикционные автоколебания, особенно опасны в условиях резонансных режимов, при которых динамические нагрузки резко возрастают и могут привести к поломкам кинематических звеньев.

Следует иметь в виду, что кроме фрикционных автоколебаний в вы-

шеуказанных электроприводах в режимах проскальзывания (буксования, юза) возможны колебательные режимы, описанные в главе 8, которые порождены колебанием силы нормального давления и усилены нелинейностью характеристики трения. Амплитуда этих колебаний, часто существенно превосходит амплитуду АКФ, а их нередко ошибочно принимают за фрикционные автоколебания.

Принцип управления электроприводом с нелинейной фрикционной нагрузкой следует определять, исходя из того, какой характер носит проскальзывание (нормальный или аномальный) по отношению к технологическому процессу. При аномальном характере задача электропривода – обеспечить расположение рабочей точки на первом восходящем участке характеристики трения, при нормальном – обеспечить динамическую устойчивость ЭМС с ОБТ.

Автоматизированный электропривод как гибкое средство управления при современном уровне технических средств в состоянии обеспечить требуемые статические и динамические показатели электромеханических систем с фрикционной нагрузкой, используя изложенные в работе методы синтеза систем управления.

Основной практический вывод: так как сертификация современных комплектных электроприводов производится обычно под нагрузкой, не зависящей от скорости, при их использовании в машинах и механизмах с нелинейной нагрузкой типа «пара трения», содержащей падающий участок, необходимо производить проверку возможности возникновения АКФ либо фрикционных колебаний и оценку степени их влияния на технологический процесс.

Работа над монографией показала также наличие задач для дальнейших исследований в области динамики электромеханических систем с нелинейной фрикционной нагрузкой. К ним, по мнению автора, относятся:

- изучение влияния на динамику электромеханических систем динамических свойств характеристики трения, ее гистерезисности, стохастического характера фрикционной нагрузки;
- углубленный анализ автоколебательных и колебательных режимов электроприводов вышеперечисленных машин и механизмов с определением адекватной характеристики трения и первопричин вышеуказанных режимов;
- исследования многомассовых электромеханических систем с отри-

цательным вязким трением (в том числе с разветвленными упругими связями), а также с распределенными параметрами механической системы;

- условия и последствия возникновения резонансных режимов с учетом технологического процесса;

- выбор рационального способа и средств управления электроприводами с нелинейной фрикционной нагрузкой;

- исследование особенностей динамики электроприводов с шаговым, вентильно-индукторным двигателем, с асинхронным электроприводом при управлении по вектору поля;

- углубленное изучение динамики систем с фаззи- и нейро-управлением и другие.

Автор надеется и будет рад, если, несмотря на то, что к настоящему времени по тематике фрикционных автоколебаний в электромеханических системах защищено более 20 кандидатских диссертаций и отдельные вопросы рассматривались в нескольких докторских, другие ученые и специалисты заинтересуются данной проблематикой и, решая практические задачи управления машинами и механизмами, расширят знания о специфическом классе ЭМС – электромеханических системах с трением, нелинейная характеристика которого содержит падающий участок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированный электропривод / под общ. ред. Н.Ф. Ильинского, М.Г. Юнькова. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.
2. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. – М. : Физматлит, 1959. – 916 с.
3. Андриященко В.А. Следящие системы автоматизированного сборочного оборудования / В.А. Андриященко. – Л. : Машиностроение, 1979. – 246 с.
4. Бабаков И.М. Теория колебаний. – М.: Наука, 1963. – 560 с.
5. Бессараб Н.Ф. Фрикционные автоколебания // ЖТФ. – 1956. – Т. 26, Вып. 1. – С. 102–108.
6. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М. : Наука, 1972. – 450 с.
7. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. – М. : Наука, 1964. – 608 с.
8. Боуден Ф.П., Тейбор Д. Трение и смазка твёрдых тел. – М. : Машиностроение, 1968. – 543 с.
9. Боголюбов Н.Н., Митропольский Ю.А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. – М. : Физматлит, 1958. – 408 с.
10. Брокли С.А., Дейвис Н. Временная зависимость статического трения // Проблемы трения и смазки. – 1968. – № 1. – С. 57–67.
11. Брокли С.А., Камерун Р., Поттер А.Ф. Фрикционные колебания // Проблемы трения и смазки. – 1967. – Т. 89, № 2. – С. 101–108.
12. Белый И.В., Власов К.П., Клепиков В.Б. Основы научных исследований и технического творчества / И.В. Белый, К.П. Власов, В.Б. Клепиков. – Харьков : Выща шк. ; Изд-во при Харьк. ун-те, 1989. – 200 с.
13. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями. – Л. : Энергия, 1979. – 160 с.
14. Буданов Б.В., Кудинов В.А., Толстой Д.М. Взаимосвязь трения и колебаний // Трение и износ. – 1980. – Т. 1, № 1. – С. 79–89.
15. Власов К.П. Теория автоматического управления. – Х. : Гуманитарный центр, 2013. – 539 с.
16. Буряковский С.Г. Улучшение динамических характеристик главного привода блюминга в режиме пробуксовки валков: дис. ... кандидата техн. наук: 05.09.03. – Харьков, 1992. – 228 с.

17. Вороновский Г.К., Махотило К.В., Петрашев С.Н., Сергеев С.А. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности. – Харьков : Основа, 1997. – 112 с.
18. Гаркунов Д.Н. Триботехника. – М. : Машиностроение, 1985. – 424 с.
19. Гиттис Н.В. Пути снижения фрикционных автоколебаний в металлорежущих станках. – М.: ВНИИТЭМР, 1986. – 52 с.
20. Голоскоков Е.Г., Филиппов А.П. Нестационарные колебания механических систем. – Киев: Наукова думка, 1986. – 336 с.
21. Гуськов Б.С. Влияние сил трения покоя и скольжения на возникновение высокочастотных автоколебаний // Станки и инструмент. – 1967. – № 6. – С. 13.
22. Долбня В.Т. Топологический синтез и упрощение сложных схем высокого порядка с использованием цепных дробей // Электротехника. – 1999. – № 5. – С. 6–12.
23. Долбня В.Т. Топологический анализ и синтез электрических и электромеханических систем. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2005. – 356 с.
24. Дерягин Б.В., Пуш В.Э., Толстой Д.М. Теория скольжения твёрдых тел с периодическими остановками (Фрикционные автоколебания 1-го рода) // ЖТФ. – 1956. – Т. 26, вып. 6. – С. 1329–1342.
25. Диментберг О.М., Шаталов К.Г., Гусаров А.А. Колебания машин. – М. : Машиностроение, 1964. – 308 с.
26. Дружинин Н.М. Непрерывные станы как объект автоматизации. – М. : Энергия, 1965. – 336 с.
27. Синтез та цифрове моделювання систем управління електроприводів постійного струму з електромашинними, електромагнітними та імпульсними ми перетворювачами : навч. посіб. для студ. вузів / А.Б. Зеленов, І.С. Шевченко, В.П. Яблонь, М.Г. Нікітін. – Алчевск : ДонДТУ, 2005. – 373 с.
28. Заде Л.А. Понятие лингвистических переменных и его применение к принятию приближенных решений ; пер. с англ. – М. : Мир, 1997. – 165 с.
29. Иванов В.А. Повышение эффективности реостатного тормоза тепловозов с передачей переменного-постоянного тока: дис. ... кандидат техн. наук: 05.22.07 / Иванов В.А. – Харьков, 1980. – 182 с.
30. Иванченко Ф.К., Полухин П.И., Тылкин М.А., Полухин В.П. Динамика и прочность прокатного оборудования. – М. : Металлургия, 1970. – 487 с.

31. Иванченко Ф.К. Некоторые вопросы динамики прокатных станов при буксовании валков // Известие вузов. Черная металлургия. – 1965. – № 12. – С. 206–212.
32. Иванченко Ф.К., Комаров С.Г. Рассогласование скоростей валков в косовалковых правильных машинах // Известие вузов. Черная металлургия. – 1969. – № 2. – С. 172–175.
33. Иванченко Ф.К., Красношапка В.А. Динамика металлургических машин. – М. : Металлургия, 1983. – 294 с.
34. Иванченко Ф.К. Динамические нагрузки в рельсовых механизмах передвижения // Вестник машиностроения. – 1965. – № 3. – С. 36–40.
35. Иващенко Н.И. Автоматическое регулирование. – М. : Машиностроение, 1978. – 736 с.
36. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. – М. : Энергия, 1975. – 184 с.
37. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением: сборник переводных статей / под ред. С.А. Горяинова. – М. : Госэнергоиздат, Л., 1962. – 240 с.
38. Терехов В.М. Исследование и разработка высокоточных многодвигательных следящих электроприводов для широкого класса наземных антенных установок: дис. ... доктора техн. наук: 05.09.03. – М., 1981. – 354 с.
39. Ишлинский А.Ю., Крагельский И.В. О скачках при трении // ЖТФ. – 1944. – Т. 16, вып. 4-5. – С. 276–283.
40. Кайдановский Н.Л., Хайкин С.Э. Механические релаксационные колебания // ЖТФ. – 1933. – Т. 3, Вып. 1. – С. 91-107.
41. Кайдановский Н.Л. Природа механических автоколебаний, возникающих при сухом трении // ЖТФ. – 1949. – Т. 19, Вып. 9. – С. 985–996.
42. Каудерер Г. Нелинейная механика. – М. : Иностранная литература, 1961. – 777 с.
43. Казакевич В.В. Об автоколебаниях, порождаемых в системах регулирования падающими характеристиками трения в сервомоторах // Автоматика и телемеханика. – 1951. – Т. 12, № 6. – С. 465–478.
44. Калашников В.И., Справедливый В.И., Палис Ф. Системы управления с фаззилогикой. – Донецк : Новый мир, 1997. – 36 с.
45. Калашников В.И., Палис Ф. Теория нейросетей – Донецк : Новый мир, 1997. – 26 с.

46. Клепиков В.Б. Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением: дис. ... доктора техн. наук: 05.09.03. – Москва, 1989. – 388 с.
47. Клепиков В.Б. О «фрикционных» автоколебаниях в электроприводах // Электричество. – 1986. – № 4. – С. 59–62.
48. Клепиков В.Б., Буряковский С.Г., Черенов А.Н. Система устранения буксования прокатного стана // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика : сб. науч. тр. по материалам междунар. научн.-техн. конф., 4–9 окт. 1994 г. – Х. : ХГПУ, 1994. – С. 186–187.
49. Клепиков В.Б., Палис Ф., Цепковский Ю.А. Синтез гибридных нейронных сетей для электромеханических систем // Технічна електродинаміка. – Тематичний вип. «Проблеми сучасної електроніки». – К. : ІЕД НАНУ. – 2004. – Ч. 1. – С. 120–124.
50. Клепиков В.Б., Глебов О.Ю., Моисеенко П.Л., Палис Ф., Клепиков А.В. Влияние фазы данных и правил на выходные характеристики фазы регулятора // Технічна електродинаміка. – Тематичний вип. «Проблеми сучасної електроніки». – К. : ІЕД НАНУ. – 2002. – Ч. 6. – С. 43–48.
51. Клепиков В.Б., Моисеенко П.Л., Цепковский Ю.А. Синтез гибридной нейронной сети для двухмассовой ЭМС при срывных фрикционных автоколебаниях // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків : НТУ «ХПІ». – 2003. – Т.1. – С. 512–514.
52. Клепиков В.Б., Сергеев С.А., Вороновский Г.К. Генетические алгоритмы глобального поиска для оптимизации электроприводов // 1 Международная (12 Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу : тезисы докладов. – СПб., 1995. – С. 43–44.
53. Клепиков В.Б., Полянская И.С. Квазинейрорегулирование двухмассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением // Электротехника. – 2003. – №3. – С. 29–33.
54. Клепиков В.Б., Осичев А.В. Особенности динамики электромеханической системы с упругой связью при нагрузке типа пара трения // Известие вузов. Электромеханика. – Новочеркасск: НПУ. – 1987. – № 3. – С. 58–65.
55. Клепиков В.Б., Сергеев С.А., Махотило К.В., Обруч И.В. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами // Электротехника. – 1999. – № 5. – С. 2–6.

56. Клепиков В.Б. Особенности динамики электромеханических систем с отрицательным вязким трением // Технічна електродинаміка. – тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – К. 2000. – Ч.1 – С. 40–45

57. Определение оптимальных параметров управления электроприводом двухосного электровоза методами теории планирования эксперимента / В.Б. Клепиков, Ю.Н. Кутовой, В.Б. Левенец. – М., 1987. – Деп. в Информэлектро 04.03.87, № 693 – ЭТ. – 20 с.

58. Клепиков В.Б., Палис Ф., Клепиков А.В. О явлении усиления колебаний в электроприводах машин и механизмов с проскальзыванием // Электротехника. – 2004. – № 6. – С. 7–10.

59. Клепиков В.Б., Тищенко В.Н., Осичев А.А., Шамардина В.Н. Особенности динамики электропривода механизма передвижения крана при буксовании колес // Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями : тезисы докл. VIII Науч.-техн. конф., март 1989 г. – Свердловск, 1989. – 24 с.

60. Клепиков В.Б., Асмолова Л.В., Обруч И.В. Срывные фрикционные автоколебания в электромеханических системах и их устранение // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕДНАНУ. – 2007. – № 2. – С. 35–41.

61. Ключев В.И. Теория электропривода. – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.

62. Костюкевич А.И., Таран И.А., Ковтанец М.В., Ноженко В.С. Экспериментальные исследования характеристик сцепления в контакте «колесо-рельс» при наличии промежуточной среды // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків : НТУ «ХПІ». – 2011. – Тематичний вип. «Автомобіле- та тракторобудування». – № 56. – С. 56–62.

63. Осичев А.В., Котляров В.О., Марков В.С. Стандартные распределения корней в задачах синтеза в электроприводе // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика : сб. науч. трудов по материалам Междунар. науч.-техн. конф., 15–20 сент. 1997 г. – Харьков : Основа, 1997. – С. 104–109.

64. Крагельский И.В. Влияние продолжительности неподвижного контакта на величину силы трения // ЖТФ. – 1944. – Т. 14, вып. 45 – С. 272.

65. Крюков Д.К. Усовершенствование размольного оборудования горно-обогатительных предприятий. – М. : Недра, 1966. – 174 с.

66. Кудинов В.А. Динамика станков. – М. : Машиностроение, 1967. – 359 с.

67. Лазарев Г.С. Автоколебания при резании металлов. – М. : Высш. шк., 1972. – 244 с.
68. Меньшутин Н.М. Исследование скольжения колесной пары электровоза при реализации силы тяги в эксплуатационных условиях // Науч. труды Всесоюз. н.-и. ин-та ж.-д. транспорта. – М. : Трансжелдориздат, 1960. – Вып. 188. – С. 113–132.
69. Мэнли Р. Анализ и обработка записей колебаний. – М. : Машиностроение, 1972. – 368 с.
70. Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.И. Основы теории колебаний. – М. : Наука, 1978. – 390 с.
71. Минов Д.К. Повышение тяговых свойств электровозов и тепловозов с электрической передачей. – М. : Транспорт, 1965. – 267 с.
72. Онищенко Г.Б. Электрический привод. – М. : РАСХН, 2003. – 320 с.
73. Попович М.Г. Електромеханічні системи автоматизації та електропривод: навч. Посіб. / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; за ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. – К. : Либідь, 2005. – 680 с.
74. Пономарёв А.С. Исследование фрикционных автоколебаний в многомассовых системах: дис. ... кандидата техн. наук: 05.02.18. – Харьков, 1971. – 128 с.
75. Ренгевич А.А. Коэффициент сцепления шахтных электровозов // Вопросы рудничного транспорта. – 1961. – Вып. 5. – С. 227–247.
76. Причины поломок осей рудничных электровозов /А.А. Ренгевич, П.С. Шахтарь, К.П. Володько, А.И. Ющенко, М.К. Галушко, Б.А. Кузнецов, Г.Я. Куделя, М.К. Мехеда, О.Х. Охримчук // Вопросы рудничного транспорта : сб. статей ; под ред. Н.С. Полякова. – М. : Госгортехиздат, 1962. – Вып 6. – С. 192–203.
77. Слежановский О.В. Реверсивный электропривод постоянного тока. – М. : Metallurgizdat, 1967. – 423 с.
78. Соколовский Г.Г. Системы управления тиристорными электроприводами крупных антенных установок и оптических телескопов (разработка, исследование и реализация): дис. ... доктора техн. наук: 05.13.01. – Л.: ЛЭТИ, 1985. – 376 с.
79. Стрелков С.П. Теория автоколебаний маятника Фроуда // ЖТФ. – 1933. – Т. 3, Вып. 4. – С. 563–572.

80. Стретт Дж.В. (Рэлей). Теория звука. – М.: Гостехиздат. – 1955. – Т. 1. – 503 с.
81. Тищенко В.Н., Шамардина В.Н. Динамика многодвигательных асинхронных электроприводов грузоподъемных кранов при нарушении сцепления приводных колес с рельсами // Электротехническая промышленность (Серия: Электропривод). – 1983. – № 9/119. – С. 13–16.
82. Тлустый И. Автоколебания в металлорежущих станках. – М.: Машгиз, 1956. – 234 с.
83. Фролов К.В. Об автоколебаниях с учётом свойств источника энергии // Механика и машиностроение. – 1962. – № 1. – С. 18–23.
84. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 675 с.
85. Целиков А.И. Теория расчетов усилий в прокатных станах. – М.: Metallurgizdat, 1962. – 239 с.
86. Целиков А.И., Морозов Б.А. Исследование вибраций методических печей станов горячей прокатки // Сталь. – 1973. – № 10. – С. 947–949.
87. Штейнвольф Л.И. Качественная теория фрикционных автоколебаний в механических передачах // В кн. Теория механизмов и машин. – Харьков: ХГУ. – 1966. – Вып. 1. – С. 76–88.
88. Эльясберг М.Е. Расчет механизмов подачи металлорежущих станков на плавность и чувствительность перемещения. (О разрывных колебаниях при трении) // Станки и инструмент. – 1951. – № 11. – С. 1 – 7; № 12. – С. 6–9.
89. Яковлев В.М. Об автоколебаниях груза на движущейся транспортной ленте // Механика твердого тела. – 1966. – № 2. – С. 175–178.
90. Armstrong – Helouvry B. Control of Machines with Friction. – Kluwer Academic Publishers. – Boston / Dordrecht / London, 1991. – 173 p.
91. Belgaumkar B.M. The influence of the Coulomb, viscous and acceleration-dependent terms of kinetic friction on the critical velocity of stick-slip motion // Wear. – 1981. – Vol. 70, Issue 1. – P. 119–123.
92. Block H. Fundamental mechanical aspects of boundary lubrication // Society Automat. Eng. J. – 1940. – Vol. 46. – № 2. – P. 54–68.
93. Bowden F.P., Leben L. The nature of sliding and the analysis of friction // Proceedings of the Royal Society of London, A. – 1939. – Vol. 169. – № 938. – P 371–391.
94. Canudas de Wit C.

95. Kato S., Yamaguchi K., Matsubayashi T. On the dynamic behaviour of machine tool slideway. Characteristics of static friction in stick-slip motion // Bulletin of the JSME. – 1970. – Vol. 13. – № 35. – P. 170–179.

96. Klepikov V.B. Lutsikova T.B. About choice of feed-back type for stability providing of electromechanical systems with negative viscous friction // International Conference Results of scientific cooperation Between the KhPU and University of Miskolc. – Miskolc, 1994.

97. Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural, and Genetic-Algorithm-Based Techniques. – Oxford University Press, 1999. – 625 p.

98. Yi Guo and Zhihua Qu. Stabilization and tracking control of friction dynamics of a one-dimensional nanoarray // Proceedings of the American Control Conference June 2005. – Portland, Oregon, 2005. – P. 2487-2492.

99. Итута Ж.О. Устойчивость двухмассовых электромеханических систем с подчиненным регулированием и с отрицательным вязким трением: дис. ... кандидата техн. наук: 05.09.03. – Харьков, 1995. – 256 с.

100. Boiteux M. Modern anti-skidding devices // Revue Generale des Chemins de Fer. – 1986. – № 2. – P. 73–86.

101. Klepikow V.B., Palis F., Klepikow A.V. Entstehung von Schwingungen in elektrischen Antriebssystemen mit nichtlinearer Reibschlusscharakteristik // Automatisierte Krane : Einsatzerfahrungen und Entwicklungstendenzen: 8. Kran-Fachtagung Dortmund 5. Mai 2000. – Dortmund : Verl. Praxiswissen, 2000.

102. Efe M.O., Fiskiran A.M., Kaynak O. Derivation of a parameter stabilizing training criterion for adaptive neuro-fuzzy inference systems in motion control // International Journal of Systems Science. – 2001. – V. 32. – № 4. – P. 513–521.

103. Полянская И.С. Синтез электромеханических систем с квазинейрорегулятором при фрикционной нагрузке: дис. ... кандидата техн. наук: 05.09.03. – Харьков, 2007. – 185 с.

104. Moll J.L., Tanenbaum M., Goldey J.M., Holonyak N.J. P-N-P-N transistor switches // Proc. IRE. – 1956. – V. 44. – P. 1174-1182.

105. Fuzzy Logic Toolbox for use with MATLAB / [user's guide], 1998 – 234 p.

106. Деклараційний патент України 12362. Квазинейрорегулятор для електромеханічної системи / В.Б. Клепиков, В.І. Колотіло, І.С. Полянская, А.В. Руденко (Україна). – 2006, Бюл. № 7.

107. А. с. 1641665 СССР, МКИ 5 В 60 L 3. Устройство обнаружения буксования и юза колес транспортного средства с электрической передачей / В.Б. Клепиков, Ю.Н. Кутовой, П.М. Касторный, Е.С. Гапчинский, П.В. Натаров (СССР). – № 4488441/11; заявл. 03.10.88; опубл. 16.04.91, Бюл. № 14.

108. А. с. 1617597 СССР, МКИ Н 02 Р 5/06. Электропривод / В.Б. Клепиков, О.В. Осичев, О.М. Черенов (СССР). – № 4267003/24-07; заявл. 23.06.87; опубл. 30.12.90, Бюл. № 48.

109. А. с. 839764 СССР, МКИ В 60 L 3/10. Устройство для измерения скольжения колесных пар / В.Б. Клепиков, Ю.Н. Кутовой, А.Б. Сизов, А.И. Малахов, Е.С. Гапчинский, П.В. Натаров (СССР). – № 2861139/24-11; заявл. 03.01.80; опубл. 23.06.81, Бюл. № 23.

110. А. с. 990555 СССР, МКИ В 60 L 3/10. Устройство для определения скольжения колесной пары транспортного средства / В.Б. Клепиков, Ю.Н. Кутовой (СССР). – № 3292038/24-11; заявл. 22.05.81; опубл. 23.01.83, Бюл. № 3.

111. А. с. 1418105 СССР, МКИ В 60 L 3/10. Устройство для защиты от буксования и юза рельсовых транспортных средств / В.Б. Клепиков, Ю.Н. Кутовой, П.М. Касторный (СССР). – № 4196879/31-11; заявл. 18.02.87; опубл. 23.08.88, Бюл. № 31.

112. А. с. 1073139 СССР, МКИ В 60 L 3/10. Устройство для обнаружения буксования и юза колес транспортного средства / В.Б. Клепиков, А.Г. Козырь, П.В. Барыльский (СССР). – № 3529247/24-11 ; заявл. 27.12.82; опубл. 15.06.84, Бюл. № 6.

113. А. с. 1289708 СССР, МКИ В 60 L 3/10. Устройство для определения избыточного скольжения колесной пары / В.Б. Клепиков, Ю.Н. Кутовой, П.М. Касторный, А.Т. Кеворкян (СССР). – № 3906800/31-11; заявл. 05.06.85; опубл. 15.02.87, Бюл. № 6.

114. Клепиков В.Б. Фрикционные автоколебания в электроприводах и их устранение оптимальной настройкой контуров регулирования // Оптимизация режимов работы систем электроприводов : межвуз. сб. науч. ст. – Красноярск : КПИ. – 1986. – С. 19–22.

115. Асмолова Л.В., Полилов Е.В. Синтез релейного регулятора с интегральной связью для устранения срывных фрикционных автоколебаний в электромеханических системах с проскальзыванием // Известия вузов. Электромеханика. – Новочеркасск: ЮРГПУ (НПИ) им. М.И. Платова. – 2014. – № 2. – С. 63–67.

116. Клепиков В.Б., Асмолова Л.В. К устранению «срывных» фрикционных автоколебаний в электромеханических системах типовыми обратными связями // Електроінформ. – Львів : ЕКОінформ. – 2009. – С. 25–28.

117. Клепиков В.Б., Асмолова Л.В. О срывных фрикционных автоколебаниях в электромеханических системах с проскальзыванием при плавном пуске // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Х. : НТУ «ХПІ». – 2010. – Вип. 28. – С. 57–59.

Наукове видання

КЛЕПІКОВ Владимир Борисович

**ДИНАМІКА
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ
З НЕЛІНІЙНИМ ТЕРТЯМ**

Монографія

Російською мовою

Відповідальний за випуск *В. Т. Долбня*
В авторській редакції

Підп до друку 16.07.2014 р. Формат 60 × 84 / 16. Папір офсетний. Riso-друк.
Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 23,7. Наклад 300 прим. 1-й з-д 1–150.
Зам. № 73. Ціна договірна.

Видавець і виготовлювач
ТОВ «Видавництво «Підручник НТУ «ХПІ»,
вул. Фрунзе, 21, м. Харків-2, 61002

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3656 від 24.12.2009 р.